В.Г. Домрачев
В.Р. Матвеевский
Ю.С. Смирнов

СХЕМОТЕХНИКА цифровых преобразователей перемещений

СПРАВОЧНОЕ ПОСОБИЕ

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

В. Г. Домрачев,
В. Р. Матвеевский,
Ю. С. Смирнов

СХЕМОТЕХНИКА цифровых преобразователей перемещений

СПРАВОЧНОЕ ПОСОБИЕ

МОСКВА ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ 1987

ББК 32.976
Д 66
УДК 681.586:007.2(035.5)

Рецензент Н. Е. Конюхов

Домрачев В. Г. и др.
Д 66 Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справочное пособие/ В. Г. Домрачев, В. Р. Матвеевский, Ю. С. Смирнов. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 392 с.: ил.

Систематизироввны сведеиия о принципах действия и особенностях первичных преобразователей перемещений. Подробно рвссмэтрены методы и ориеитированные на интегральную, в том числе микропроцессорную, технику схемы построения вторичных преобразователей перемещений (считывания, фаза — код, временной интервал — код, амплитуда — код), скорости и ускорения. Показаны их особенности и возможности применения.

Для инженерио-технических и научных работников, а также студеитов старших курсов вузов, специализирующихся в области систем управлення, робототехники, измерения и коитроля.

Д $\frac{2405000000\text{-}076}{051(01)\text{-}87}$ 287-87 ББК 32.972

СПРАВОЧНОЕ ИЗДАНИЕ

ВИЛЕН ГРИГОРЬЕВИЧ ДОМРАЧЕВ
ВЛАДИМИР РОСТИСЛАВОВИЧ МАТВЕЕВСКИЙ
ЮРИЙ СЕРГЕЕВИЧ СМИРНОВ

Схемотехника цифровых преобразователей перемещений

Редактор Н. П. Волков
Редвктор издательства З. И. Михеева
Художественный редактор Т. А. Дворецкова
Технический редактор В. В. Хапаева
Корректор Г. А. Полонская
ИБ № 2560

Сдано в набор 26.11.86 Подписано в печать 28.01.87 Т-05230
Формат 60 × 90$^1/_{16}$ Бумага типографская № 2 Гаринтура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 24.5 Усл. кр.-отт. 24.5 Уч.-изд. л. 32.17
Тираж 35000 экз. Заказ 5338 Цена 1 р. 90 к.

Энергоатомиздат. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговлн. 113054, Москва, Валовая, 28.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время и в перспективе одной из актуальных и технически сложных задач является цифровое измерение угловых и линейных перемещений подвижных органов многочисленных систем автоматического управления различными объектами. Эту функцию выполняют цифровые преобразователи перемещений (ЦПП).

В целом к этому классу изделий, отличающемуся большим разнообразием, предъявляется совокупность самых различных и, как правило, высоких технических требований. К их числу в первую очередь относятся большая точность, значительное быстродействие, малые габаритные размеры и масса, низкое энергопотребление, высокие устойчивость к эксплуатационным факторам и надежность, технологичность и низкая стоимость. Диапазон этих требований чрезвычайно широк, что создает серьезные препятствия на пути унификации ЦПП, являющейся организационно-технической задачей первостепенной важности.

Бурное развитие автоматизации производственных процессов, появление ГАП и робототехнических комплексов открыли новую и очень широкую сферу применения ЦПП.

Известно, что ЦПП в аппаратуре обычно работают по разомкнутой схеме, поэтому выдаваемая ими измерительная информация не корректируется в последующем. Это предъявляет к таким изделиям дополнительные требования по достоверности выходной информации.

Развитие ЦПП — поставщиков первичной информации в значительной степени обусловлено повсеместным использованием управляющих микроЭВМ и различных вычислительных устройств на основе микропроцессорных и других БИС и СБИС.

ЦПП строятся на разных физических и структурных принципах. При их создании используется огромное число конкретных схемотехнических решений. Вместе с тем, как показывает практика последних лет, наибольший вклад в развитие ЦПП вносит микроэлектроника, применение которой позволяет кардинально решить проблему технологичности, обеспечив максимальное упрощение, как правило, прецизионных механических узлов. Поэтому современный ЦПП состоит из относительно простого, насколько это возможно для обеспечения заданной точности, электромеханического первичного преобразователя, непосредственно воспринимающего измеряемое перемещение, и вторичного преобразователя — электронного узла, обрабатывающего полученную информацию и представляющего ее в цифровой форме.

Вследствие высоких технических требований к ЦПП первичный преобразователь, как правило, является прецизионным электромеханическим изделием, а электронный узел строится на основе самой современной микроэлектронной элементной базы, включающей такие БИС, как ЦАП, АЦП, память, микропроцессорные наборы и т. д.

Очевидно, что в этих условиях, а также из-за участия в создании ЦПП большого числа специалистов динамика развития ЦПП в настоящее время очень высока, что имеет свои положительные и отрицательные стороны. С одной стороны, технические показатели ЦПП по совокупности функциональных возможностей неуклонно растут. Но с другой стороны, усиливается разунификация разработок. В этих условиях решением проблемы является создание электронных модулей, гибридных и твердотельных БИС, полностью или в наибольшей степени решающих задачу преобразования аналоговой информации в ЦПП.

Хотя по ЦПП имеются обширные сведения, пользоваться ими неудобно, так как их основная часть разбросана по различным периодическим изданиям и патентным источникам. Книги по ЦПП, которые несомненно способствовали их развитию, либо изданы давно, как, например, [1,22], либо посвящены в основном теоретическим вопросам [23], либо затрагивают отдельные аспекты создания ЦПП [3, 11].

Цель настоящей книги — изложить в сконцентрированном обобщенном виде схемотехнику современных и перспективных ЦПП, не вдаваясь во многие детали, с которыми можно ознакомиться на основе приведенных данных о первоисточнике информации.

Книга содержит четыре части. Первая часть посвящена первичным преобразователям перемещений, построенным на различных физических принципах и во многом определяющим структуру схемотехники ЦПП в целом. Остальные части несут информацию только по электронным схемам ЦПП. При этом повышенное внимание уделено относительно мало освещенным в литературе амплитудным принципам построения, широко распространенным за рубежом (о чем свидетельствуют материалы обзора в [39]) и активно развивающимся в нашей стране. В краткой форме изложены вопросы использования ЦПП в микропроцессорных системах, что, в частности, имеет большое значение для робототехнических систем.

Как уже отмечалось, перемещение может быть линейным (поступательным) и угловым (вращательным). Хотя с первого взгляда они различны, между ними существует много общего. Более того, в значительном числе случаев линейное перемещение образуется из углового путем использования простейших механизмов: рейка — шестерня или гайка — ходовой винт. Поэтому в книге без заметного ущерба для общности приведенных схемотехнических решений их описание дано в основном на примере цифровых преобразователей угловых перемещений.

В книге приведено большое число технических решений по построению ЦПП. Авторы, с одной стороны, старались дать информацию по классическим схемам, имеющим уже богатый опыт использования, и, с другой стороны, стремились уделить повышенное внимание наиболее перспективным, на наш взгляд, новым идеям. Поэтому, а также из-за ограниченного объема книги некоторые принципы построения ЦПП, например на основе оптико-электронных

сканирующих приборов, интерферометров, адаптивных методов преобразования, здесь не рассмотрены.

Материал книги, с одной стороны, является обобщением известных результатов, а с другой, базируется на собственных исследованиях и разработках авторов. Во всех случаях дается ссылка на первоисточник информации, с тем чтобы можно было конкретизировать ее суть и получить более развернутые данные. Однако в тех случаях, когда непосредственно не использовался конкретный материал, в целях сокращения библиографии авторы не делали ссылок на многие известные работы в области преобразовательной техники, например на работы Д. И. Агейкина, В. А. Ацюковского, А. В. Фремке и др. Вместе с тем было бы ошибочным не признать их большой роли в развитии ЦПП, особенно на ранних этапах формирования изделий этого класса.

Авторы искренне благодарят всех специалистов, любезно предоставивших в наше распоряжение информацию о своих разработках в области ЦПП, и прежде всего докторов техн. наук А. Д. Беха, В. С. Жабреева и А. В. Косинского, кандидатов техн. наук В. Б. Богдановича, Я. М. Великсона, Г. И. Каплуна, Н. В. Синицына, В. Д. Шаповалова, А. П. Шпиня, инж. В. А. Ларионова и других.

Мы с признательностью отмечаем большую работу, проделанную рецензентом доктором техн. наук, проф. Н. Е. Конюховым и научным редактором канд. техн. наук, доцентом Н. П. Волковым.

Авторы будут благодарны всем, кто сочтет возможным высказать свои замечания или предложения по улучшению книги, направив их в адрес издательства: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Авторы

Часть первая

ПЕРВИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

НАЗНАЧЕНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ПЕРВИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

1.1. ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ НАЗНАЧЕНИЕ ПЕРВИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Первичным преобразователем (ПП) перемещения называется устройство, воспринимающее контролируемое входное перемещение (линейное или угловое) и преобразующее его в выходной сигнал (как правило, электрический), удобный для дальнейшей обработки, преобразования и, если это необходимо, передачи по каналу связи на большие расстояния.

Значение ПП перемещений в различных областях техники в условиях современного производства достаточно велико, Они являются наиболее универсальными, поскольку используются и самостоятельно, и как составные узлы более сложных ПП (например, многих преобразователей давления, уровня, расхода и температуры).

Самостоятельное значение ПП определяется в первую очередь тем, что в таких отраслях народного хозяйства, как машиностроение, точное приборостроение (приборы точной механики), производство интегральных и больших интегральных схем (ИС и БИС), робототехника и т. д., подавляющее число всех контролируемых параметров технологических процессов приходится на угловые и линейные перемещения (размеры) объекта. Здесь следует добавить, что, являясь важнейшей составной частью цифровых преобразователей, первичные преобразователи перемещений во многом предопределяют параметры ЦПП в целом, поскольку именно первый этап преобразования перемещение — электрический параметр в основном определяет такие характеристики ЦПП, как точность, быстродействие, линейность управления и т. д.

Исходя из изложенного, можно сформулировать основные требования, которые предъявляются при разработке и конструировании к ПП перемещений. Это прежде всего высокая точность измерения (или контроля) перемещений, быстродействие, надежность, помехоустойчивость информативного параметра, малые нелинейные искажения и т. д., что достаточно важно в условиях производства. Наряду с отмеченными к ПП предъявляются и такие требования, как высокая технологичность, небольшая стоимость, малые теплоотдача, габариты, масса и пр. Все это говорит о том, что создание ПП, удовлетворяющего современным требованиям, представляет сложную техническую задачу, которая может быть решена лишь в результате серьезной и достаточно длительной проработки.

1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ ПЕРВИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Вопросам разработки, исследования и конструирования ПП перемещений посвящено большое количество монографий, научных статей и авторских свидетельств [1, 3—9, 14—18, 22, 32 и др.].

Анализ многочисленных литературных источников показывает, что существующие ПП могут классифицироваться по различным признакам, основными из которых являются: характер измеряемых перемещений, физический принцип действия чувствительного элемента, структура построения, вид выходного сигнала.

По характеру измеряемых процессов различают ПП линейных и угловых перемещений.

По физическому принципу действия чувствительного элемента все существующие ПП можно разделить на фотоэлектрические (оптоэлектронные), использующие эффект периодического изменения освещенности; электростатические: емкостные (основанные на эффекте периодического изменения емкости) и пьезоэлектрические (основанные на эффекте возникновения электрического заряда на поверхности некоторых материалов в момент деформации); электромагнитные (использующие, например, эффект периодического изменения индуктивности или взаимоиндуктивности); электроакустические (основанные, например, на эффекте изменения энергии поверхностной акустической волны); электромеханические электроконтактные (основанные на эффекте резкого изменения сопротивления парных электроконтактов при их замыкании и размыкании), реостатные (использующие эффект линейного изменения сопротивления) и механотронные (основанные на механическом управлении электронным током электровакуумных приборов путем непосредственного механического перемещения их электродов).

Сравнительный анализ перечисленных ПП показывает, что, например, электростатические, в частности емкостные, ПП обладают высокой чувствительностью и добротностью, малой нелинейностью характеристики (порядка 0,00001—0,0001 %), малыми тепловыми потерями. Однако широкое распространение емкостных ПП ограничено большим выходным сопротивлением, необходимостью в жесткой герметизации, трудностью исключения влияния паразитных емкостей [2, 12, 32, 33].

Электромагнитные индуктивные ПП уступают емкостным по чувствительности и линейности характеристики, но превосходят их по выходной мощности, помехоустойчивости, надежности в условиях производства (где возможны колебания температуры и влажности окружающей среды) [2, 5, 17, 22, 49, 50].

Достоинствами электромеханических электроконтактных ПП являются простота конструкции, большие мощность и амплитуда выходных сигналов. К недостаткам следует отнести худшие по сравнению с другими только что рассмотренными типами ПП метрологические характеристики — как статические, так и динамические [2, 4, 7, 12].

Фотоэлектрические ПП имеют в настоящее время наибольшую точность среди существующих преобразователей, обладают наивысшей разрешающей способностью, отличаются высокой чувствительностью и быстродействием, простотой и надежностью конструкции, малыми габаритами и массой, отсутствием механической связи с контролируемым объектом, малой инерционностью, возможностью дистанционного измерения и контроля практически без измери-

тельного усиления. К недостаткам фотоэлектрических ПП следует отнести чувствительность к посторонним источникам излучения, недостаточную стабильность и надежность [1, 8, 9, 20].

Электромеханические механотронные ПП обладают высокой чувствительностью (порядка 0,3 В/мкм), достаточно малой нелинейностью (порядка 0,05—0,01 %), большим быстродействием, низким выходным сопротивлением, простотой электронной схемы. Недостатками механотронов являются большая по сравнению с индуктивными, емкостными и фотоэлектрическими ПП потребляемая мощность, относительная конструктивная сложность электромеханической части, принципиальная невозможность измерения угловых перемещений [2, 6].

По структуре построения в зависимости от способа соединения элементов ПП различают три основные структурные схемы: с последовательным преобразованием, дифференциальные и компенсационные (рис. 1.1).

Основными элементами ПП с последовательным преобразованием (рис. 1.1,*а*) являются: воспринимающий орган или чувствительный элемент *ЧЭ*, измеряющий контролируемое перемещение X и вырабатывающий сигнал y_1, пропорциональный этому перемещению; усилительно-преобразующее звено *УПЗ*, которое усиливает сигнал, поступающий с *ЧЭ*, а в случае необходимости осуществляет ряд последовательных преобразований над этим сигналом; исполнительный орган или выходной преобразователь *ВП*, согласующий выходной сигнал ПП с входными параметрами последующего устройства.

Схема достаточно проста и надежна, однако она обладает существенными недостатками, а именно — наличием ничем не скомпенсированных погрешностей как мультипликативных (за счет нестабильности чувствительности узлов ПП), так и аддитивных (за счет возможных внешних возмущающих воздействий), и, следовательно, низкой точностью [2, 4, 7].

На рис. 1.1,*б* представлена структурная схема дифференциального ПП. Она включает в себя в общем случае две цепочки с последовательным преобразованием, каждая из которых содержит свой *ЧЭ* и *УПЗ*. Однако эти цепочки включены так, чтобы полезные сигналы в органе сравнения *ОС* по возможности суммировались, а мешающие воздействия вычитались. Таким образом, налицо определенная компенсация постоянных составляющих и ряда аддитивных погрешностей. Следовательно, дифференциальные ПП обладают более высокой точностью, большей линейностью характеристики управления и более высокой чувствительностью [4, 7].

Компенсационные ПП построены на принципе автоматического уравновешивания измеряемой величины компенсирующей величиной того же рода,

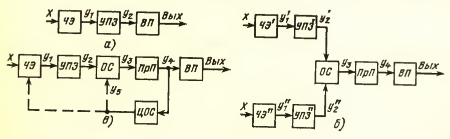


Рис. 1.1

На рис. 1.1,*в* представлена одна из структурных схем компенсационного ПП. Измеряемое перемещение X поступает на *ЧЭ*, выходной сигнал которого после усиления и предварительного преобразования в *УПЗ* сравнивается с помощью органа сравнения *ОС* с компенсирующим сигналом y_5, поступающим из цепи обратной связи *ЦОС*. С выхода *ОС* разностный сигнал, равный $y_3=y_2-y_5$, подается на промежуточный преобразователь *ПрП*, который преобразует этот сигнал в форму, удобную для дальнейшего использования. Цепь обратной связи *ЦОС* является, как правило, также преобразователем, приводящим сигнал y_4 к тому же физическому виду, что и компенсируемый сигнал y_2.

В компенсационных ПП происходит компенсация мультипликативных погрешностей, связанных с нестабильностью характеристик звеньев, охваченных отрицательной обратной связью. При этом точность измерения в основном определяется стабильностью работы звена обратной связи, входного и выходного элементов схемы. На результат измерения слабое влияние оказывает и нелинейность характеристик управления элементов, охваченных обратной связью. Кроме того, компенсационные ПП обладают и другими положительными свойствами, присущими устройствам с отрицательной обратной связью, а именно — незначительным потреблением энергии на входе и образованием выходного сигнала требуемой мощности. К недостаткам компенсационных ПП следует отнести более сложную схему и наличие аддитивных погрешностей [2, 7, 17, 22, 24, 40].

По характеру изменения во времени выходного сигнала различают ПП непрерывного и дискретного действия.

В зависимости от вида параметра выходного сигнала, находящегося в линейной зависимости от измеряемого перемещения, ПП непрерывного действия разделяются на амплитудные, частотные и фазовые. Соответственно ПП дискретного действия могут быть амплитудно-импульсными, частотно-импульсными, время-импульсными, число-импульсными, кодоимпульсными и др.

Сравнительный анализ ПП по этому классификационному признаку позволяет сделать следующие выводы.

Амплитудные и амплитудно-импульсные ПП обладают наибольшей простотой конструкции и электронной схемы, высокой надежностью и достаточным быстродействием. Они могут быть как генераторными, так и параметрическими. Среди генераторных ПП наибольшее распространение получили индукционные и фотоэлектрические датчики, преобразующие контролируемое перемещение в напряжение (ЭДС) переменного тока. Среди параметрических широко применяются индуктивные, взаимоиндуктивные, фотоэлектрические и емкостные ПП. Общим недостатком амплитудных ПП является их низкая помехозащищенность, что недопустимо в условиях производства [1, 3, 4, 7, 12].

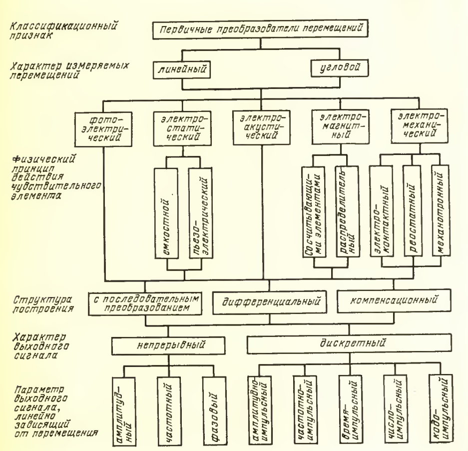
Частотные, фазовые и соответственно частотно-импульсные и времяимпульсные ПП свободны от этого недостатка, поскольку амплитуда их выходного сигнала постоянна и не зависит от контролируемого перемещения. Они обладают более высокой точностью, линейностью характеристики управления, быстродействием, но меньшей надежностью по сравнению с амплитудными ПП из-за более сложных конструкции и электронной схемы. При этом контактные и емкостные ПП характеризуются большой простотой изготовления, но обладают известными недостатками (о которых уже говорилось ранее): контактные — малой надежностью, ограниченной выходной частотой и небольшим сроком службы; емкостные — малым выходным сигналом и влиянием емкости

монтажа на частоту выходного сигнала. Индуктивные ПП обычно характеризуются высокой надежностью и большим сроком службы, но обеспечивают невысокую частоту выходного сигнала, ограниченную наличием переходных процессов. Здесь следует отметить, что практически неограниченной выходной частотой и очень малым нагрузочным моментом обладают фотоэлектрические ПП. Однако они отличаются определенной сложностью конструкции и эксплуатации [1, 2, 9, 14, 17, 22, 23].

Фазовые и фазоимпульсные ПП обладают наивысшей точностью (датчики с вращающимися трансформаторами и сельсинами имеют погрешность порядка нескольких угловых минут, а датчики с индуктосинами и оптическими решетками — несколько угловых секунд), высокими разрешающей способностью, быстродействием и надежностью, наибольшей помехоустойчивостью [7, 10, 11, 17, 18, 22, 24].

Необходимо отметить также, что все ПП дискретного типа (импульсные) по сравнению с аналоговыми (и в частности, с амплитудными) обладают

Таблица 1.1



возможностью наиболее простого преобразования в цифровую форму своих выходных сигналов. При этом особенно следует выделить времяимпульсные, число-импульсные и кодоимпульсные ПП.

Классификационная схема, представленная в табл. 1.1, включает в себя практически все известные типы первичных преобразователей перемещения.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПЕРВИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Как уже указывалось, принцип действия фотоэлектрического первичного преобразователя (ФПП) перемещений состоит в преобразовании линейного X или углового θ перемещения в изменение интенсивности светового потока, поступающего на приемник излучения (фотоприемник).

Исходя из этого определения, практически все существующие ФПП перемещений *по характеру воздействия светового потока на фотоприемник* можно разделить на три основные группы: 1) ФПП с перекрытием светового потока; 2) растровые ФПП; 3) ФПП с кодовыми масками.

Первые две группы используются в ЦПП последовательного счета как в накапливающих, так и в циклических. Третья группа ФПП относится к ЦПП считывания.

По виду выходного сигнала ФПП, как и датчики других типов, могут быть непрерывными и дискретными (как с импульсным, так и с квантованным выходным сигналом).

Из всего многообразия существующих ФПП здесь будут рассмотрены только основные типичные структуры построения ФПП и будет дан их сравнительный анализ.

2.2. ФПП С ПЕРЕКРЫТИЕМ СВЕТОВОГО ПОТОКА

Наиболее простым и надежным является амплитудный ФПП с перекрытием светового потока посредством заслонки, шторки или флажка [2,6]. Схема одного из вариантов построения такого ФПП представлена на рис. 2.1 [2].

Шток *4*, связанный одним концом с объектом, линейное перемещение X которого необходимо измерить, имеет на другом конце заслонку *3*. Перемещение заслонки *3* перекрывает отверстие диафрагмы *2*, в результате чего изменяется величина светового потока, идущего от источника излучения *ИИ* с конденсором *1* к объективу *5* и фотоприемнику *ФП* и далее на усилитель *У*. Таким образом, на выходе датчика имеем сигнал, амплитуда которого пропорциональна перемещению X. Недостатками рассмотренной схемы являются

Рис. 2.1

невысокая точность, нестабильность показаний (ввиду изменения характеристик источника излучения и фотоприемника) и нелинейность шкалы.

Более высокую точность имеют дифференциальные амплитудные ФПП [1, 6, 7], например схема, представленная на рис. 2.2 [7].

Зеркальная призма *П*, связанная с перемещающимся объектом, расщепляет световой поток от источника излучения *ИИ* с конденсором *1* на две части, которые через объективы *2*, *3* поступают на фотоприемники *ФП1* и *ФП2*. В исходном состоянии обе части светового потока равны. При перемещении призмы *П* на величину *X* (например, вверх) нижняя часть светового потока увеличивается, а верхняя уменьшается. Соответственно увеличивается напряжение U_2, поступающее на усилитель *У*, и уменьшается U_1, т. е. на вход усилителя поступает разность напряжений $U_1—U_2$. В исходном состоянии постоянные напряжения на выходе *ФП1* и *ФП2* компенсируются ($U_1=U_2$) и тем самым компенсируются погрешности из-за нестабильности питающих напряжений, светового потока, темновых токов *ФП* и т. д. Кроме того, линейность характеристики управления в такой схеме сохраняется для больших перемещений *X*. Основной сложностью при разработке дифференциальных ФПП является то, что при современной технологии изготовления фотоприемников трудно подобрать пару фотоприемников, обладающих совершенно идентичными характеристиками не только при начальных условиях, но и под действием всех других влияющих факторов. Неидентичность же характеристик существенно уменьшает преимущества дифференциальных схем включния.

Кроме рассмотренных схем аналоговых ФПП с амплитудным выходом широко используются импульсные фотоэлектрические преобразователи.

Простейшая схема число-импульсного ФПП приведена на рис. 2.3 [6]. Такая схема часто используется при активном контроле линейных размеров обрабатываемых на станке деталей.

К обрабатываемой детали *Д* прижимается фрикционный диск *ФД*, закрепленный на валу с плавающими опорами. По мере обработки детали изменяется ее размер и соответственно число оборотов фрикционного диска *ФД*, кинематически связанного с кодовым диском *КД*. В результате изменяется число импульсов поступающих от источника излучения *ИИ* на фотоприемник *ФП* и счетчик *С* за один оборот обрабатываемой детали *Д*.

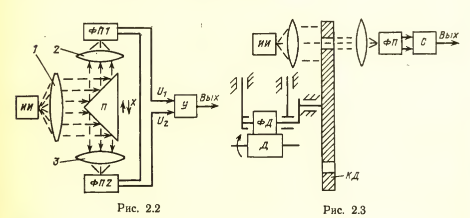


Рис. 2.2

Рис. 2.3

Для определения угловых перемещений с учетом направления часто используют простую схему накапливающего типа, представленную на рис. 2.4 [9].

Схема работает следующим образом. Кодовый диск с прорезями жестко закреплен на валу, угловое положение θ которого необходимо измерить. С обеих сторон *КД* установлены источники света *ИИ1*, *ИИ2* и фотоприемники *ФП1* и *ФП2*.

Когда между i-м фотоприемником *ФП* и источником *ИИ* окажется просвет в диске *КД* при его повороте на определенный угол θ, то на выходе соответствующего *ФП* появится импульс, который поступает на один из входов логической схемы *ЛС*. На другой вход *ЛС* поступает импульс со второго *ФП*. Схема ЛС сравнивает очередность поступления этих импульсов, определяя направление поворота диска *КД* (т. е. знака приращения θ). Фотоприемники конструктивно расположены так, что в случае вращения *КД* в положительном направлении первым выдает импульс *ФП1*, а при отрицательном (противоположном) направлении — *ФП2*. При получении пары импульсов от *ФП1* и *ФП2* логическая схема выдает один импульс на счетный вход реверсивного счетчика *РС* и одновременно — сигналы на два входа управления направлением счета. Таким образом, рассмотренная схема подсчитывает все изменения угла θ на величину кванта Δθ, алгебраически суммируя их с учетом знака.

Достоинствами схемы, как, впрочем, и других схем накапливающего типа, измеряющих только приращения, являются высокое быстродействие и простота практической реализации. Время преобразования накапливающего ФПП практически равно времени съема показаний со счетчика. Однако у накапливающих ФПП имеется существенный недостаток — принципиальная возможность появления систематической погрешности. Действительно, если, например, при какой-либо неисправности произойдет или кратковременный перерыв в передаче импульсов счетчику, или сброс информации счетчика, то возникнет ошибка, которая не устраняется до тех пор, пока схема не будет искусственно приведена в начальное состояние. Эта ошибка может быть в некоторой степени устранена, если в схеме предусмотреть периодическую установку входного вала в положение θ=0 и сброс всех триггеров счетчика в 0. Кроме того, рассмотренная схема обладает малыми помехоустойчивостью и надежностью, поскольку в случае поступления на счетчик лишних импульсов, вызванных, например, электромагнитными помехами, возникшая ошибка не устраняется до тех пор, пока схема не будет искусственно приведена в начальное состояние.

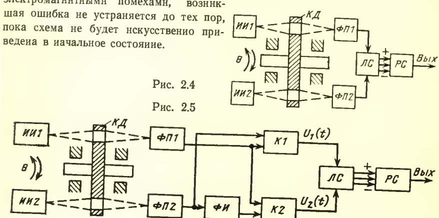


Рис. 2.4

Рис. 2.5

Последнего недостатка лишена схема ФПП, приведенная на рис. 2.5 [а.с. 1173715 (СССР)]. Переменные сигналы с выходов *ФП1* и *ФП2*, сдвинутые на $\pi/2$ относительно друг друга, сравниваются на компараторе *К1*, на выходе которого формируются импульсы $U_1(t)$. На компараторе *К2* производится сравнение переменных сигналов, поступающих с *ФП1* и фазоинвертора *ФИ*. На выходе *К2* формируются импульсы $U_2(t)$. При наличии электронных помех синфазные сигналы помехи, поступающие на оба входа *К1*, подавляются в его входной дифференциальной цепи. Парафазные сигналы помехи на входах *К2* могут вызвать его переключение, но такое срабатывание *К2* будет воспринято логической схемой *ЛС* и счетчиком *РС* как прохождение окна кодового диска через оптическую ось ФПП сначала в одном, а затем в другом направлении. Таким образом, сигнал помехи не вызовет ложной регистрации импульсов в счетчике.

2.3. РАСТРОВЫЕ ФПП ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

2.3.1. ФПП счета муаровых полос (накапливающие ФПП)

Основным узлом любого растрового ФПП является оптический модулятор, состоящий из сопряжения измерительного (радиального или линейного) и индикаторного (неподвижного) элементов. По типу применяемого сопряжения различают растровые, дифракционные и интерференционные звенья [1, 2, 4, 9].

Между перечисленными звеньями много общего, так как они обладают рядом сходных признаков. Все они имеют периодическую структуру. Перемещение измерительного элемента относительно индикаторного на некоторую величину вызывает повторение показаний выходного сигнала чувствительного элемента (фотоприемника). Наименьшая величина перемещения, при которой показания повторяются, является периодом звена.

Совершенно аналогично понятию характеристики пропускания растрового сопряжения понятие характеристики распределения освещенности в интерференционном поле интерференциального звена.

При сопряжении штриховых растров образуются комбинационные фигуры (полосы), шаг, форма и направление которых определяются взаимным расположением штрихов сопрягаемых растров.

При сопряжении двух систем волн образуются интерференционные фигуры (интерференционные полосы), шаг, форма и направление которых определяются взаимным расположением волновых структур.

В зависимости от характера воздействия на лучистый поток различают растры пропускающие и отражающие. Пропускающие растры представляют собой систему прозрачных и непрозрачных элементов. Отражающие растры выполняются в виде решеток с элементами, зеркально отражающих свет [1, 9]. Принцип действия растровых ФПП заключается в следующем.

При перемещении (угловом или линейном) измерительного растра относительно неподвижного индикаторного растра происходит модуляция светового потока по амплитуде в функции перемещения, т. е. периодическое изменение освещенности чувствительного элемента, расположенного за полем растрового сопряжения.

При этом освещенность фотоприемника максимальна при совпадении штрихов измерительного и индикаторного растров и минимальна, когда

штрихи одного растра закрывают прозрачные участки другого. Полный цикл изменения освещенности фотоприемника произойдет при перемещении растра на величину шага. Считая число таких циклов, можно измерять линейные и угловые перемещения с точностью до шага растра.

Если расположить растры так, чтобы между штрихами образовался некоторый угол, то возникнут отчетливо видимые широкие темные и светлые полосы. Эти полосы называются комбинационными (или муаровыми) полосами. Перемещение измерительного растра относительно индикаторного в направлении, перпендикулярном штрихам, на величину шага растра вызовет перемещение комбинационных полос в поперечном направлении (вдоль штрихов) на величину шага полос. При этом шаг муаровой полосы связан с шагом растра следующим соотношением [9]:

$$G = \frac{g}{2 \sin(\psi/2)}, \tag{2.1}$$

где G — шаг муаровой полосы; g — шаг растра; ψ — угол сдвига измерительного растра относительно индикаторного.

Аналогичным образом (как в случае параллельного расположения растров), считая число муаровых полос, можно измерять перемещения с точностью до шага растра.

Описанный принцип действия позволяет строить достаточно простые схемы растровых ФПП, например со счетом числа муаровых полос [1, 9]. Одна из схем такого ФПП накапливающего типа представлена на рис. 2.6. Рассмотрим принцип ее действия [1].

Для того чтобы обеспечить реверсивный счет, растровый модулятор *РМ* (рис. 2.6,*а*), состоящий из конденсора *1*, растровых решеток *РР*, диафрагмы *Д* и двух объективов *2*, должен выдавать два сигнала, сдвинутых по пространственной фазе на $\pi/2$ относительно друг друга, т. е. находящихся в квадратуре. Это достигается соответствующим размещением диафрагм в растровом поле или сдвигом индикаторных растров относительно друг друга [1, 6, 10]. От фотоприемников *ФП1* и *ФП2* синусоидальные сигналы *I* и *II* (рис. 2.6,*б*), сдвинутые по пространственной фазе на $\pi/2$, поступают на формирователи *Ф1* и *Ф2*. Каждый из формирователей имеет по два выхода. С одного выхода формирователя снимается прямоугольное напряжение с той же фазой, что и входной синусоидальный сигнал, а с другого выхода снимается инвертированный сигнал. В результате имеем четыре прямоугольных напряжения A, B и $\bar{A}$, $\bar{B}$, три из которых сдвинуты относительно каждого предыдущего на $\pi/2$ по пространственной фазе. Выходные сигналы A и $\bar{A}$ подаются на дифференцирующие цепи *ДЦ1* и *ДЦ2*. Продифференцированные импульсы A' и $\bar{A}'$ поступают на соответствующие входы схем совпадения *И1* — *И4*, на вторые входы которых подаются соответствующие сигналы с выходов *Ф1* и *Ф2*. Для показанной на схеме коммутации входов и выходов схем совпадений *И1* — *И4* импульсы вырабатываются на шине прямого хода и подаются на вход (+) реверсивного счетчика *РС*, если измерительный растр движется в прямом направлении. При движении в обратном направлении счетные импульсы являются на шине обратного хода и затем подаются на вход (—) *РС*. При перемещении растра на один шаг на счетчик *РС* подаются два импульса, т. е. рассмотренная схема ФПП обладает разрешающей способностью, соответствующей 1/2 шага растра. Принцип действия схемы иллюстрируется временными диаграммами (рис. 2.6,*б*).

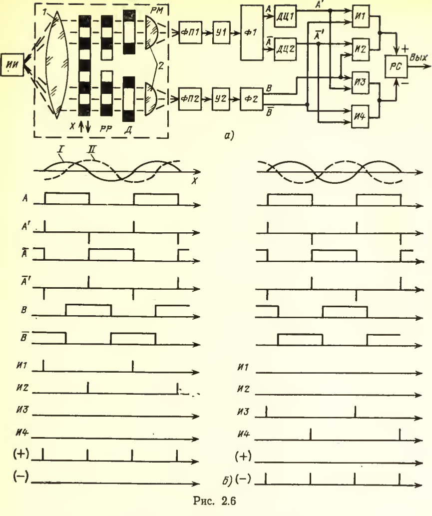


Рис. 2.6

Усложиением блока выработки счетиых импульсов можио увеличить разрешающую способиость до 1/4 и даже до 1/8 шага растра (т. е. в 4 раза). Схемы эти известиы [1, 6, 9] и здесь приводиться не будут. Отметим только, что выпускаемые в иастоящее время промышлеиностью линейиые и цифровые интегральиые микросхемы (ИМС) позволяют создавать растровые накапливающие ФПП с 1/8 шага, удовлетворяющие всем требованиям в отиошеиии точности ииторполяции н иадежиости работы. При этом получают разрешающую способиость в 1—2 мкм для растров с шагом $g=8$ мкм н делеиием шага растра иа 4 или 8 частей.

Одним из способов построеиия растровых иакапливающих ФПП с разрешающей способиостью, равиой десятым долям микрометра, является примененне промежуточной нитерполяции иа электроино-лучевой трубке. Этот способ

достаточно подробно изложен в [1] и здесь рассматриваться не будет. Отметим только, что с помощью электронно-лучевого интерполятора можно осуществить дробление шага растра, например, на 40 частей, если на входе реверсивного счетчика *РС* имеется схема деления на 4. Однако из-за определенной сложности и достаточно высокой стоимости этот способ широкого применения не получил.

Другим способом получения более высокой разрешающей способности ФПП счета муаровых полос является применение дифракционных решеток с малым шагом штрихов. Однако изготовление таких решеток в достаточной степени дорого и связано с определенными технологическими трудностями. Поэтому обычно накапливающие ФПП счета муаровых полос применяют в качестве датчиков грубого отсчета, используя в них дифракционные решетки с относительно крупным шагом.

2.3.2. Растровые интерполяторы

В целях получения более высокой разрешающей способности в настоящее время чаще всего используют ФПП с внутришаговой интерполяцией, т. е. с использованием метода определения положения муаровой полосы в долях шага растра. Этот метод позволяет применять растры с шагом более 50—70 мкм. Такие растры легко воспроизводятся фотографическим путем и, следовательно, достаточно дешевы. Дифракционные эффекты при образовании муаровых комбинационных полос у них имеют пренебрежимо малое значение. Оптические системы определения положения муаровой полосы получаются более простыми, и допуски на детали и узлы в таких системах во много раз больше, чем в системах с дифракционными решетками [1, 9].

ФПП, построенные на методе интерполирования, или, иначе, растровые интерполяторы (РИ), можно разделить на амплитудные РИ и фазовые РИ.

Аплитудные РИ определяют положение муаровой полосы по амплитудам сигналов, снимаемых с фотоприемников. Разрешающая способность таких интерполяторов сравнительно невелика: $1/2^4$—$1/2^5$, что, конечно, не удовлетворяет современным требованиям. Основным достоинством амплитудных РИ является высокое быстродействие, зависящее практически только от скорости срабатывания пороговых схем. Амплитудные РИ не получили широкого применения. Они достаточно полно описаны в [1, 3, 9] и здесь рассматриваться не будут.

Из всех существующих растровых ФПП наибольшей точностью и разрешающей способностью обладают фазовые РИ, в которых положение подвижного измерительного растра определяется по пространственной фазе муаровой картины.

Разработке и исследованию фазовых РИ (или, как их иначе называют, фазовых растровых ФПП) посвящено много научных работ [1, 9, 17, 27, 28].

Наиболее широкое применение в ФПП нашли растровые фазовращатели с электрической модуляцией. *По способу построения такие преобразователи* разделяют на две группы:

1) ФПП, основанные на амплитудной модуляции световых потоков при прохождении их через систему подвижного (измерительного) и нескольких неподвижных (индикаторных) растров, на преобразовании световых потоков в электрические сигналы, которыми модулируют амплитуды несущих колебаний,

образующих в общем случае n-фазную систему, с последующим суммированием этих сигналов;

2) ФПП, основанные на амплитудной модуляции промодулированных сигналами несущей частоты световых потоков, образующих в общем случае n-фазную систему, при прохождении их через систему измерительного и нескольких индикаторных растров, на преобразовании световых потоков в электрические сигналы с последующим суммированием этих сигналов.

Достоинством второй группы является то, что все элементы схем этого типа преобразователей работают на переменном токе, недостатком — сложность схемной реализации.

Недостатком первой группы яляется возможность появления дрейфа нуля в связи с работой ряда элементов на постоянном токе, но при этом схемная реализация преобразователей получается несколько проще [1, 9, 17, 27, 28].

По числу фаз несущего сигнала преобразователи как первой, так и второй группы делятся на двух-, трех- и n-фазные. Наибольшее применение в настоящее время нашли двух- и трехфазные растровые ФПП.

Рассмотрим более подробно принцип действия фазовых растровых ФПП на примере трехфазных преобразователей.

По сравнению с многофазными они имеют более простую схему, а по сравнению с двухфазными — большую точность.

На рис. 2.7 представлена схема трехфазного растрового ФПП с введением несущих колебаний в электронной части [10]. Преобразователь работает следующим образом. Постоянный световой поток от источника света *ИИ* поступает на растровый модулятор *РМ*. Конструктивно *РМ* состоит из оптической системы *1, 5*, измерительного растра *2*, связанного с перемещающимся объектом, трех индикаторных растров *3*, сдвинутых относительно друг друга в пространстве на $2\pi/3$ шага растра и повернутых относительно измерительного растра на угол ψ согласно (2.1), а также трех диафрагм *4*. Таким образом, в данном *РМ* имеется три канала модуляции, образованных тремя растровыми сопряжениями *2, 3*. Период изменения светового потока в каждом растровом сопряжении равен шагу растров, фаза зависит от относительного начального сдвига индикаторных растров, а форма — от конструктивных параметров растров, диафрагм и апертуры оптической системы.

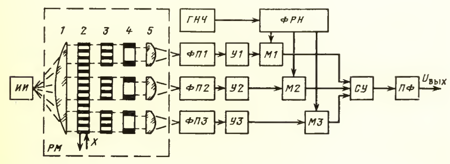


Рис. 2.7

В частном случае законы модуляции *РМ* могут быть синусоидальными и характеристика прозрачности растрового сопряжения имеет вид [1, 9, 10]

$$S_i = S_0 \left\{ 1 + m_X \sin \left[\frac{2\pi}{g} X + \frac{2\pi}{3} (i-1) \right] \right\}, \qquad (2.2)$$

где S_0, m_X — средняя составляющая прозрачности и глубина модуляции перемещением X; $i=1, 2, 3$ — порядковый номер каналов модуляции.

Световые потоки, сфокусированные на входных зрачках фотоприемников $ФП_i$, в этом случае определяются выражением

$$\Phi_i = \Phi_0 S_i.$$

Выходные напряжения *ФП* усиливаются и подаются на модуляторы *М1—М3*, в которых модулируют напряжение, поступающие от фазорасщепителя несущих колебаний *ФРН*. Фазорасщепитель преобразует сигнал генератора несущей частоты *ГНЧ* таким образом, что с выхода *ФРН* снимаются три напряжения, сдвинутые по фазе относительно друг друга на $2\pi/3$:

$$U_i = U_m \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} (i-1) \right]. \qquad (2.3)$$

С выходов модуляторов снимаются напряжения

$$U_{M_i} = U_m(1 + m_\omega K_у K \Phi_i) \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} (i-1) \right],$$

где K — чувствительность фотоприемников $ФП_i$; $K_у$ — коэффициент усиления усилителя $У_i$; m_ω — коэффициент модуляции модулятора M_i.

Выходные напряжения модуляторов M_i суммируются в суммирующем устройстве *СУ*. При этом суммарный сигнал U_Σ определяется выражением

$$U_\Sigma = \sum_{i=1}^{3} U_{M_i} = K K_у \Phi_m S_0 U_m \sum_{i=1}^{3} \left\{ 1 + m_X \sin \left[\frac{2\pi}{g} X + \frac{2\pi}{3} (i-1) \right] \right\} \times$$
$$\times \sin \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} (i-1) \right], \qquad (2.4)$$

где $\Phi_m = m_\omega \Phi_0$.

После несложных преобразований выражения (2.4) с учетом прохождения сигнала U_Σ через полосовой фильтр на выходе преобразователя получим

$$U_{вых} = \frac{3}{2} m_X U \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{g} X \right), \qquad (2.5)$$

где $U = K K_у \Phi_m S_0 U_m$.

Таким образом, при выбранных параметрах преобразователя амплитуда выходного напряжения ФПП постоянна, а фаза линейно зависит от перемещения X. При этом с увеличением коэффициентов глубины модуляции m_X амплитуда выходного сигнала возрастает.

Использование трехфазного источника синусоидального напряжения высокой частоты или, в общем случае, n-фазного источника является одним из недостатков ФПП рассмотренного типа, поскольку соблюдение точного фазирования каждого синусоидального напряжения связано с определенными трудностями при схемной реализации. Этого можно избежать, если в качестве генератора несущих колебаний использовать генератор импульсов, сигналы с которого посту-

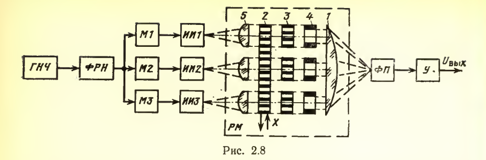


Рис. 2.8

пают на импульсный фазорасщепитель (ИФР). Выходные напряжения такого ИФР, сдвинутые относительно друг друга по фазе в общем случае на $a\pi/n$ (где $a=1$ для двухфазного ИФР и $a=2$ для трех- и n-фазного), подаются на управляющие входы ключевых схем, на вторые входы которых поступают сигналы с фотоприемников [1, 9, 28]. Достоинством таких схем является относительная простота электронной части за счет применения импульсных устройств, недостатком — необходимость применения полосового фильтра на выходе преобразователя, вносящего погрешности при изменении частоты и изменении его параметров, а также ухудшающего динамические свойства преобразователя.

Схемотехника преобразователей второй группы растровых ФПП с модуляцией излучения источника света также достаточно разнообразна [1, 3, 9]. На рис. 2.8 представлена функциональная схема трехфазного растрового ФПП с модуляцией излучения источника света [10]. Преобразователь работает следующим образом. Сигнал с генератора *ГНЧ* подается на фазорасщепитель *ФРН*, с выхода которого снимаются три напряжения вида (2.3). Эти напряжения поступают на управляемые генераторы тока M_i, нагрузкой которых служат источники света $ИИ_i$.

Промодулированные в генераторах тока M_i световые потоки

$$\Phi_i = \Phi_0 \left\{ 1 + m_\omega \sin\left[\omega t + \frac{2\pi}{3}(i-1)\right]\right\},$$

где m_ω — коэффициент модуляции, поступают на растровый модулятор *РМ*, который конструктивно выполнен так же, как и в преобразователе (рис. 2.7). При этом в частном случае при синусоидальном законе модуляции характеристика прозрачности растровых сопряжений PC_i описывается выражением (2.2). Промодулированные по амплитуде перемещением X в *РМ* световые потоки суммируются на входном зрачке фотоприемника *ФП* и имеют вид

$$\Phi_i' = \Phi_i S_0 \left\{ 1 + m_X \sin\left[\frac{2\pi}{g}X + \frac{2\pi}{3}(i-1)\right]\right\}.$$

Усиленное выходное напряжение фотоприемника при этом

$$U_{вых} = KK_у \sum_{i=1}^{3} \Phi_i' = U_0 + U\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{g}X\right),$$

где $U = KK_у\Phi_m S_0$ — амплитуда переменной составляющей выходного сигнала ФПП; $U_0 = 3\Phi_0 KK_у S_0$ — постоянная составляющая.

Переменная составляющая выходного напряжения преобразователя, таким образом, описывается выражением, аналогичным (2.5), и, следовательно, при выбранных параметрах преобразователя амплитуда его выходного напряжения постоянна, а фаза линейно зависит от перемещения X.

Существует большое количество модификаций рассмотренной схемы (рис. 2.8): двух-, четырех- и n-фазные, основным назначением которых является повышение точности преобразователя и уменьшение его погрешностей [1, 7, 9, а. с. 387286, 442504 (СССР)]. При этом используются как аналоговые, так и импульсные фазорасщепители несущих колебаний. Кроме того, в целях некоторого упрощения структуры построения и уменьшения количества источников излучения часто применяют схемы ФПП с использованием одного модулированного источника вместо нескольких [1, 9, а. с. 262519 (СССР)]. Однако в этом случае в отличие от рассмотренной схемы (рис. 2.8) число фотоприемников приходится увеличивать до двух- трех или в общем случае делать равным выбранному числу каналов модуляции перемещением, что вносит свои погрешности при измерении.

2.3.3. Одноканальные растровые интерполяторы

Рассмотренные схемы относятся к многоканальным фазовым растровым ФПП, так как в них растровый модулятор РМ представляет собой совокупность нескольких модуляторов (образующих в общем случае n-канальную систему). Для достижения высокой точности работы такого многоканального ФПП требуются достаточная точность работы каждого модулятора, идентичность параметров этих модуляторов, а также высокая точность их взаимного расположения. Как видно из рис. 2.7, 2.8, в состав РМ входит оптическая система, включающая в себя несколько конденсоров и фокусирующих линз, а также несколько растровых сопряжений PC_i (по числу фаз — от двух до n).

Кроме того, сама структура построения ФПП с использованием такого РМ определяет наличие или нескольких источников излучения, или нескольких фотоприемников. Указанная сложность оптико-электронной части схемы многоканальных ФПП приводит к возникновению дополнительных погрешностей за счет неодинаковости потерь света в линзах и их расфокусировки, неточности установки начальных сдвигов индикаторных растров, изменения темновых токов и чувствительности фотоприемников или неодинаковости выходных характеристик источников излучения. Таким образом, дальнейшее повышение точности многоканальных ФПП во многом определяется конструкцией растровых модуляторов и технологией их изготовления, а не той точностью, которая необходима. При этом, во-первых, применение прецизионного оборудования удорожает изготовление, а во-вторых, это оборудование также обладает определенной конечной точностью.

Указанные недостатки многоканальных фазовых преобразователей можно преодолеть, если использовать одноканальную структуру построения ФПП. Принцип построения одноканальных ФПП заключается в том, что в них применяется всего один растровый модулятор, а для получения в общем случае остальных $n-1$ законов модуляции используются специальные электронные устройства, осуществляющие фазовый сдвиг модулирующего сигнала. При этом совершенно очевидно, что в одноканальных ФПП отсутствуют перечисленные выше погрешности, присущие многоканальным преобразователям.

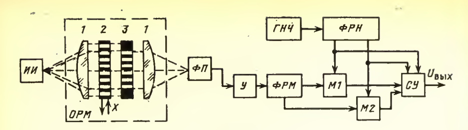


Рис. 2.9

Принципам построения и анализу одноканальных фазовых растровых ФПП посвящен ряд работ [14, 27, 28], в которых дается анализ и синтез структурных схем такого типа преобразователей, описывается принцип действия различных вариантов построения структурных схем, рассматриваются вопросы проектирования и приводятся результаты экспериментальных исследований одноканальных ФПП.

Преимуществами одноканальных ФПП по сравнению с многоканальными являются, как уже указывалось, существенная простота оптоэлектрической части и отсутствие ряда погрешностей. К недостаткам относится некоторое усложнение электронной части схемы за счет введения дополнительного узла — фазорасщепителя модулирующего сигнала (ФРМ).

По числу фаз несущего сигнала одноканальные ФПП, как и многоканальные, делятся на двух-, трех- и *n*-фазные. Наиболее перспективными являются двух- и трехфазные ФПП.

Рассмотрим более подробно принцип действия одноканальных фазовых растровых ФПП на примере наиболее простого двухфазного преобразователя с введением несущих колебаний в электронной части. Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 2.9 [14]. Преобразователь работает следующим образом. Постоянный световой поток Φ_0 от источника света *ИИ* поступает на одноканальный растровый модулятор *ОРМ*, где модулируется по периодическому закону перемещением *X*. Конструктивно *ОРМ* состоит из оптической системы *1*, одного измерительного растра *2* и одного индикаторного (неподвижного) растра *3*, совмещенного с диафрагмой. Период изменения светового потока равен шагу растров, фаза зависит от относительного сдвига индикаторного растра, форма — от конструктивных параметров растров, диафрагмы и апертуры оптической системы. При синусоидальном законе модуляции характеристика прозрачности *ОРМ* определяется выражением (2.2) при $i=1$:

$$S = S_0\left(1 + m_X \sin\frac{2\pi}{g} X\right). \qquad (2.6)$$

Промодулированный перемещением *X* в *ОРМ* световой поток фокусируется на входном зрачке фотоприемника *ФП* и после усиления поступает на фазорасщепитель модулирующего сигнала *ФРМ*:

$$U_у = KK_у\Phi_0S_0\left(1 + m_X \sin\frac{2\pi}{g} X\right). \qquad (2.7)$$

С выхода *ФРМ* снимаются два модулирующих напряжения, сдвинутых относительно друг друга по фазе на $\pi/2$:

$$U_{\Phi\text{РМ}_i} = KK_y\Phi_0 S_0 \left\{1 + m_X \sin\left[\frac{2\pi}{g} X + \frac{\pi}{2}(i-1)\right]\right\},$$

где $i = 1,2$.

Эти напряжения подаются на модуляторы *M1*, *M2*, где модулируют по амплитуде поступающие с выхода *ФРН* несущие колебания, которые также сдвинуты по фазе относительно друг друга на $\pi/2$:

$$U_{\Phi\text{РН}_i} = U_m \sin\left[\omega t + \frac{\pi}{2}(i-1)\right].$$

Выходные напряжения модуляторов *M1*, *M2* при этом определяются следующими выражениями:

$$U_{\text{M}1} = U_m\left[1 + m_\omega KK_y\Phi_0 S_0\left(1 + m_X \sin\frac{2\pi}{g} X\right)\right]\sin\omega t;$$

$$U_{\text{M}2} = U_m\left[1 + m_\omega KK_y\Phi_0 S_0\left(1 + m_X \cos\frac{2\pi}{g} X\right)\right]\cos\omega t.$$

После суммирования в суммирующем устройстве *СУ* выходных напряжений фазорасщепителя ФРН и модуляторов *M1* и *M2* получаем выходное напряжение преобразователя (2.5):

$$U_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^{2}(U_{M_i} - U_{\Phi\text{РН}_i}) = m_X U \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{g} X\right),$$

где $U = KK_y m_\omega \Phi_0 S_0 U_m$.

Таким образом, фаза выходного напряжения преобразователя линейно зависит от перемещения *X*.

Фазорасщепители модулирующего сигнала *ФРМ*, которые могут быть использованы в одноканальных ФПП, имеют различную структуру и разделяются на *ФРМ* непрерывного действия и импульсные.

Фазорасщепители непрерывного действия строятся на основе линейных решающих элементов (РЭ) с параметрической компенсацией и с отрицательной обратной связью, аналоговых счетно-решающих устройств (АСРУ), построителей координат, квадраторов, множительных устройств, а также с использованием одного или нескольких нелинейных элементов (НЭ). Импульсные *ФРМ* могут быть построены на основе использования компараторов (двух и более в зависимости от числа фаз несущего и модулирующего сигналов) или одного компаратора (нуль-органа) и нескольких линий задержки (ЛЗ). Перечисленные устройства, применяемые в качестве ФРМ, в настоящее время могут быть построены с достаточной степенью точности и, как показывают исследования, проведенные в [27, 28], вполне удовлетворяют заданным условиям точности всего преобразователя в целом. Следует отметить, что наиболее перспективным является применение импульсных ФРМ с использованием компараторов (нуль-органов), поскольку схемы нуль-органа (НО) в настоящее время в достаточной степени отработаны и обладают высокой точностью [26, 28, 29—31, 34, 35].

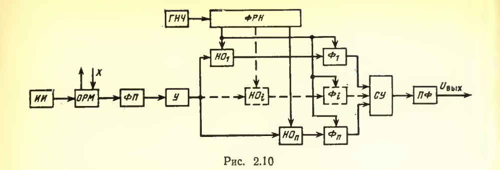


Рис. 2.10

В качестве иллюстрации рассмотрим схему одноканального ФПП с использованием фазорасщепителя на НО (рис. 2.10) [28].

Постоянный световой поток Φ_0 от источника света *ИИ* поступает на *ОРМ* (построенный аналогично *ОРМ* на рис. 2.9), где модулируется по периодическому закону перемещением X. Характеристика прозрачности *ОРМ* имеет вид (2.6), а усиленное выходное напряжение *ФП* определяется выражением (2.7). Это напряжение поступает на схемы HO_i, где сравнивается по амплитуде с предварительно расщепленными с помощью фазорасщепителя *ФРН* по фазе на $a\pi/n$ сигналами ГНЧ вида

$$U_{\text{ФРН}_i} = U_m \sin\left[\omega t + \frac{a\pi}{n}(i-1)\right], \tag{2.8}$$

где $i=1, 2, 3, \ldots, n$ — номер фазы.

Момент времени t_i равенства амплитуд сигналов, поступающих с выходов усилителя *У* и фазорасщепителя *ФРН*, соответствует условию

$$U_{\text{У}} = U_{\text{ФРН}_i}. \tag{2.9}$$

Подставив (2.7) и (2.8) в (2.9), после преобразований найдем

$$t_i = \left[\frac{2\pi}{g}X - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right] \Big/ \omega.$$

Полученные в моменты равенства амплитуд модулирующего (2.7) и несущих (2.8) сигналов последовательности импульсов с выходов HO_i поступают на соответствующие формирователи Φ_i, на вторые входы которых подается сигнал несущей частоты с выхода *ФРН*:

$$U_{\text{ФРН}_1} = U_m \sin\omega t.$$

Формирователи Φ_i образуют импульсы стабильных форм, амплитуды и длительности. В рассматриваемой схеме применяются Φ_i, с выхода которых снимаются прямоугольные импульсы длительностью τ с периодом следования $T=2\pi/\omega$, сдвинутые один относительно другого по фазе на $a\pi/n$ и определяемые

следующими условиями:

$$U_{\Phi_i} = \begin{cases} U_m m_X \sin\left[\frac{2\pi}{g} X - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right] \\ \text{при } \alpha < \left[\omega t - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right] < \frac{\pi}{n} - \alpha; \\ 0 \text{ при } 0 < \left[\omega t - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right] < \alpha; \\ \left(\frac{\pi}{n} - \alpha\right) < \left[\omega t - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right] \leqslant 2\pi, \end{cases}$$

где $\alpha = \frac{\pi}{2n} - \frac{1}{2}\tau$; τ — длительность импульса.

По формулам разложения в ряд Фурье периодической функции такого вида получаем

$$U_{\Phi_i} = \frac{U_m m_X}{2\pi} \sin\left[\frac{2\pi}{g} X - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right]\left\{\tau + 4\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin\frac{k\pi}{2} \times\right.$$
$$\left.+\left[\sin\frac{k\pi}{2n}\sin\left(k\omega t - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right) + \cos\frac{k\pi}{2n}\cos\left(k\omega t - \frac{a\pi}{n}(i-1)\right)\right]\right\}, \quad (2.10)$$

где k — порядковый номер гармоники.

На выходе полосового фильтра *ПФ* после суммирования в сумматоре *СУ* выходных напряжений Φ_i, описываемых (2.10), получаем сигнал, фаза которого линейно зависит от перемещения X (2.5):

$$U_{\text{вых}} = m_X U \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{g} X + \xi\right),$$

где $U = \frac{n}{2\pi} U_m \sin\frac{\tau}{2}$; ξ — начальный фазовый сдвиг.

Рассмотренная схема одноканального фазового растрового ФПП достаточно проста и отличается тем, что может работать в практически неограниченном диапазоне частот инфранизкочастотного модулирующего сигнала.

Следует отметить, что одноканальные ФПП могут быть построены по схемам с модуляцией источника излучения, а также с импульсным питанием. Различные варианты построения структурных схем одноканальных ФПП и временные диаграммы, поясняющие их принцип действия, приведены в [14, 27, 28, а. с. 488058 (СССР)].

В заключение необходимо подчеркнуть, что результаты ряда работ отечественных и зарубежных авторов [1, 3, 4, 6—10, 16, 27] позволяют считать реальным создание фазовых растровых ФПП, как многоканальных, так и одноканальных, с абсолютной погрешностью, не превышающей $\pm 0{,}1$ мкм при шаге растров $g = 0{,}1$ мм.

2.4. ФПП СЧИТЫВАНИЯ

2.4.1. Общие принципы построения

Отличительной особенностью ФПП считывания является то, что выходным сигналом служит непосредственно код. Подробное описание разнообразных конструкций ФПП считывания дано в [1, 3, 8, 13, 16, 19—21, 60], поэтому в данном параграфе будет кратко рассмотрен принцип действия преобразователей такого типа и будут описаны некоторые наиболее интересные конструкции и схемы.

Основным элементом ФПП считывания является диск (или барабан) с нанесенной на него кодовой маской в соответствии с принятым двоичным кодом. Кодирующий диск выполняется обычно из оптического стекла, на котором фотохимическим способом нанесена кодовая маска в виде концентрических дорожек с прозрачными и непрозрачными участками. Количество таких дорожек и ширина кодовых участков зависят от разрешающей способности ФПП и вида выбранного кода. Кодированный диск кинематически связан с вращающимся валом, угловое перемещение которого необходимо измерять.

Световой поток от источника излучения, находящегося по одну сторону диска, проходит сквозь прозрачные участки кодовой маски и щелевую диафрагму, находящуюся с другой стороны диска, и поступает на фотоприемники. Усиленные дискриминированные сигналы принимаются за двоичные единицы, а отсутствие сигналов на других фотоприемниках, перекрытых непрозрачными участками, соответствует двоичным нулям.

Таким образом, каждому углу присуща своя комбинация электрических сигналов, которая есть не что иное, как цифровое выражение данного угла. При этом фотоприемники обычно располагаются вдоль радиуса диска, поскольку в этом случае существенно облегчается задача формирования узкого светового луча считывания.

2.4.2. ФПП на основе многоэлементных фотоприемников

Среди возможных вариантов построения ФПП считывания перспективным является принцип пространственного кодирования, реализуемый на базе многоэлементных фотоприемников (МФП) [15, 16]. В ФПП данного типа МФП реализует пространственное кодирование с одновременным преобразованием потока световой энергии в электрический сигнал. Рассмотрим принцип действия такого преобразователя на примере цифрового преобразователя угла (ЦПУ) с МФП, представленного на рис. 2.11 [а. с. 641484 (СССР)].

В светонепроницаемом корпусе *1* расположены кодовый МФП *2* и осветитель, состоящий из источника света *3*, конического зеркала *4*, модулятора *5*, непрозрачного диска *6*. Модулятор *5* и диск *6* жестко укреплены на валу *7*, вращающемся в подшипниках *8*. Модулятор *5* выполнен в виде полого барабана с диафрагмой *9*. В диске *6* имеется радиальная диафрагма *10*. МФП *2* может быть тонкопленочным или твердотельным. В обоих случаях МФП *2* представляет собой набор токоведущих электродов *11* с расположенными между ними фоточувствительными дорожками *12*, топология элементов которых определяется используемым кодом преобразования. Каждый разряд последнего реализуется в простейшем случае двумя токоведущими электродами *11* с расположенной между ними дискретной фоточувствительной дорожкой *12* в виде чередования ячеек, чувствительных и нечувствительных к световому потоку.

Световой поток от источника света *3* проходит через диафрагму *9* полого барабана модулятора *5* и, отразившись от конического зеркала *4*, попадает на МФП *2* через диафрагму *10* диска *6* в виде радиального светового штриха, так что перекрывает одновременно все фоточувствительные дорожки *12*. Если световой штрих попадает на ячейку, чувствительную к световому потоку, в цепи соответствующей дорожки *12* протекает фототок и на сопротивлении нагрузки появляется напряжение, соответствующее логической 1 (или 0). При попадании светового штриха на нечувствительную к световому потоку ячейку фототок в цепи последней отсутствует, что соответствует сигналу логического 0 (или 1). Таким образом, на сопротивлениях нагрузки появляется кодовая комбинация напряжений, соответствующая положению светового штриха в координатах рабочего поля МФП *2*.

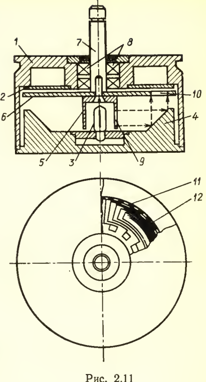


Рис. 2.11

При вращении вала *7* радиальный световой штрих, формируемый жестко связанными с валом *7* модулятором *5* и непрозрачным диском *6*, изменяет свое положение на рабочем поле МФП *2*. Каждому угловому положению вала *7* в соответствии с положением светового штриха на поверхности МФП *2* однозначно соответствует кодовое слово, образованное набором напряжений на сопротивлениях нагрузки каналов двоичных разрядов МФП *2*.

Устройство обработки сигналов, снимаемых с сопротивлений нагрузки МФП, может быть выполнено как в виде интегральной схемы, расположенной в корпусе ЦПУ совместно с МФП *2*, так и в виде отдельного блока.

Метрологические и эксплуатационные характеристики рассматриваемых ЦПУ определяются в первую очередь функциональными возможностями кодирующих МФП. Современный уровень технологии микроэлектроники позволил создать МФП как в тонкопленочном, так и в твердотельном исполнении, обладающие полной развязкой двоичных каналов и двукратным и более резервированием последних, а также достичь размеров активных элементов прибора в 10—20 мкм. При диаметрах активной области МФП 30—40 мм это позволило реализовать более 10^4 дискретных элементов в дорожках младших разрядов ЦПУ. Интерполяционная обработка выходных сигналов МФП позволяет повысить его разрешающую способность на несколько двоичных разрядов.

В качестве источника света используются сверхминиатюрные лампы накаливания (СМН 8—60, СМН 6—150 и др.), отличающиеся при низкой потребляемой мощности достаточно высокими световым потоком и сроком службы. Альтерна-

Таблица 2.1

Наименование параметра	Значение
Рабочий диапазон, угл. град	$n\cdot 360°$
Код преобразования	Грэя
Число разрядов	12—15
Уровень выходных сигналов* ($R_н=10^5$ Ом), В:	
логической 1	0,05—0,1
логического 0	0,001
Напряжение питания, В	5—10
Потребляемая мощность, Вт	1
Рабочий диапазон температур, °С	$-60 \div +85$
Габариты, мм:	
диаметр	50—55
длина	25—30

* Без электронной обработки.

тивным является применение инжекционных светодиодов, которые, уступая сверхминиатюрным лампам накаливания по интенсивности, обеспечивают высокие срок службы и устойчивость к механическим нагрузкам.

В табл. 2.1 приведены параметры ЦПУ на основе кодирующих МФП.

К преимуществам ЦПУ на основе кодирующих МФП относятся: простота конструкции, надежность, малый момент на валу, малые габаритные размеры и масса [16].

Наличие широко развитой элементной базы для оптических систем и устройств обработки сигналов позволяет создавать на основе рассмотренной конструкции ЦПУ его варианты с повышенными метрологическими характеристиками.

2.4.3. Волоконно-оптические функциональные преобразователи

Волоконно-оптические функциональные цифровые преобразователи перемещения (ЦПВ) относятся к классу оптоэлектронных ЦПП геометрического (пространственного) кодирования и представляют собой устройства, осуществляющие преобразование углового θ или линейного X перемещения сформированного светового луча границы двух оптических сред и изображения светящихся или подсвечиваемых объектов в электрические коды функций $f(X)$ или в совокупности оптических сигналов, однозначно определяющих результат преобразования [8, 19—21].

Они делятся на преобразователи *параллельного и последовательного считывания* [8]. В основу построения этих преобразователей положены следующие способности волоконных световодов: 1) канализировать энергию оптического излучения из одной области в одну или несколько других областей пространства по криволинейным траекториям; 2) передавать изображение из одной области пространства в другую по криволинейным траекториям с одновременной трансформацией его масштабов и формы; 3) одновременно передавать оптическую информацию в двух взаимно противоположных направлениях [21, 47].

Носителем информации в оптическом узле функциональных ЦПВ является излучение, распространяющееся по волоконным световодам от входа этого узла к его выходу.

В ЦПВ *параллельного считывания* входные величины — перемещения X (рис. 2.12) — задаются координатами входного сформированного луча *9*, которые квантуются, а соответствующие им уровни квантования кодируются в волоконно-оптическом преобразователе *ВОП* с учетом заданной функции преобразования [19].

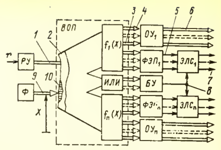


Рис. 2.12

Квантование координат X входного луча *9* осуществляется на входном торце *2* *ВОП* при помощи квантующей линейки, образованной входными полированными торцами жгутов *10* гибких световодов — простейших кодирующих элементов *ВОП*. Кодирование значений функций преобразования $f_1(X)$, ... , $f_n(X)$ при заданных координатах входного луча осуществляется в *ВОП* путем расщепления энергии луча гибкими жгутами волоконных световодов простейших кодирующих элементов. Преобразование выходных оптических кодов *3* и *4* *ВОП* в электрический код *5* и совокупность оптических сигналов *6*, предназначенную для визуального считывания результатов преобразователя, производится соответственно блоками фотоэлектрических преобразователей $ФЭП_i$ и отсчетными устройствами $ОУ_i$. Электронно-логические схемы $ЭЛС_i$ обрабатывают код *5* с целью исключения неоднозначности кодирования, стабилизируют уровни выходных сигналов отдельных рядов кода *7* и выполняют функцию «Память», необходимую для сохранения выходной информации преобразователя при пересечении входным лучом границы смежных торцов простейших кодирующих элементов на входе *ВОП* или остановке его на этой границе. Управление схемами $ЭЛС_i$ производится сигналами *8* оптоэлектронного блока управления *БУ*, выявляющего совместно с оптической схемой *ИЛИ* указанное положение входного луча. Устройство *Ф* обеспечивает формирование входного луча ЦПВ (стабилизацию геометрических размеров сечения в плоскости входного торца *ВОП*, модуляцию, дискретизацию движения, формирование спектра излучения). Необходимые изменения функций преобразования ЦПВ осуществляются изменением формы или положения входного торца *ВОП* регулировочным устройством *РУ* по внешнему воздействию *r*. Это устройство имеет механическую связь *1* с входным торцом *ВОП*.

Оптический код или изображения цифр на выходе *ВОП* для каждого значения координат входного луча *Л* (рис. 2.13) представляются комбинацией излучающих и неизлучающих световые потоки *4* выходных торцов *3*, каждому из которых приписывается определенный разряд выходного позиционного кода. Раскладка торцов отдельных жгутов *2* простейших кодирующих элементов *1* по выходным торцам *3* отдельных разрядов *ВОП* определяется либо таблицей кодов кодируемых значений y_i^k функции преобразования $y=f(X)$, либо схемой *ВОП*, которые могут быть получены на ЭВМ по исходным данным: точности, диапазону и функции преобразования. Переход от одного вида кода к другому осуществляется заменой разрядов, приписываемых выходным торцам *3* *ВОП*, и соответствующей сменой раскладки жгутов *2* простейших кодирующих элементов *1* (рис. 2.13,*а*—*д*) [8.21].

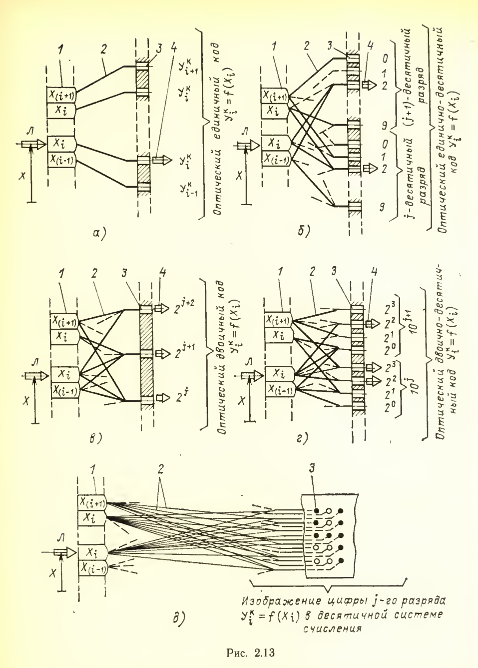


Рис. 2.13

Описанный принцип квантования перемещения входного луча и оптическое кодирование значений заданных функций этого перемещения позволяют осуществлять равномерное или неравномерное квантование перемещения входного

луча, одновременно получать оптические и электрические коды значений различных функций, а также различные оптические и электрические коды значений одной функции преобразования перемещения входного луча. Частным случаем реализации указанных возможностей является построение ЦПВ со шкалами или цифровыми табло для визуального считывания координат входного луча [8, 37, а. с. 1012831 (СССР)].

Ошибки от неоднозначности кодирования перемещения, присущие ЦПП пространственного кодирования, в функциональных ЦПВ являются следствием одновременной частичной засветки входным лучом двух смежных входных торцов простейших кодирующих элементов на входе *ВОП*, что приводит к совмещению двух оптических кодов или изображений цифр на его выходе, т. е. образованию ложного оптического кода или изображения цифр. Для снятия ограничений на способы квантования входного торца *ВОП* (т. е. аргумента функции преобразования) и выбор кода при представлении значений функции используются четыре метода устранения неоднозначности кодирования перемещения [8, 19].

1. *Метод специального кодирования* — состоит в исключении возможности появления недопустимой погрешности преобразования использованием при кодировании функций преобразования специальных двоичных кодов (кодов Грея, Баркера и т. д.). Применение этого метода в функциональных ЦПВ требует равномерного шага между кодируемыми значениями и приводит к необходимости неравномерного квантования входного торца *ВОП*.

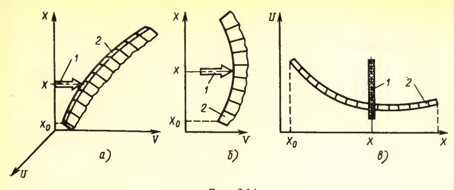
2. *Метод дискретного положения входных торцов простейших кодирующих элементов* — состоит в исключении возможности одновременной частичной засветки световым лучом двух смежных входных торцов простейших кодирующих элементов, которая достигается их соответствующим расположением.

3. *Метод логической обработки информации о координатах светового луча* — состоит в возможности логической обработки оптических кодов или изображений цифр на выходах *ВОП* по признакам, характеризующим положение входного луча на входном торце *ВОП* относительно границ смежных входных торцов простейших кодирующих элементов.

4. *Метод дискретизации движения светового луча* — состоит в исключении возможности одновременной частичной засветки входным лучом двух смежных входных торцов простейших кодирующих элементов путем дискретизации движения указанного луча, осуществляемой дискретизатором по сигналам схем управления ЦПВ.

Основные конструктивные особенности рассматриваемых преобразователей определяются требованием формирования входного луча, осуществлением надежного оптического контакта между выходом *ВОП* и блоком фотоприемников и возможностью использования оптического трансформатора перемещения входного луча для повышения точности преобразователей. При этом повышение точности ЦПВ достигается увеличением числа шагов квантования входного торца *ВОП* при заданных размерах входных торцов простейших кодирующих элементов и диапазоне перемещения входного луча [8, 21].

В зависимости от технических условий применения ЦПВ для построения *ВОП* могут использоваться стеклянные и полимерные световоды, серийно выпускаемые отечественной промышленностью. Слабая зависимость светопропускания световодов от длины λ световой волны при $0,6<\lambda<1,2$ мкм позволяет применять в ЦПВ различные источники и приемники оптического излучения. Элек-



Рнс. 2.14

тронно-логические схемы и схемы управления легко синтезируются на микросхемах различных серий.

Существенным недостатком функциональных ЦПВ параллельного считывания является сложность *ВОП* и формирователя входного луча. При этом созданные в настоящее время конструкции ЦПВ характеризуются сравнительно невысокой разрешающей способностью (100—200 мкм при преобразовании линейных перемещений без использования оптического рычага).

Упрощение конструкции и повышение разрешающей способности (до нескольких микрометров при преобразовании линейных перемещений) достигается в функциональных *ЦПВ последовательного считывания.* В этих ЦПВ угловые или линейные перемещения задаются координатами X входного луча *1* (рис. 2.14) или границами раздела свет — тень. Получение заданных нелинейных преобразований в ЦПВ последовательного считывания достигается профилированием входного торца *2* *ВОП*, т. е. его установкой по пространственной или плоской линии в координатных осях XUV (рис. 2.14,*а*), XV (рис. 2.14,*б*) или XU (рис. 2.14,*в*). При этом *ВОП* выполняется по представленной на рис. 2.13,*а* схеме из стеклянных или полимерных ленточных световодов в виде преобразователя строка — строка, строка — окружность, строка — кадр и т. д. [а. с. 1012831 (СССР)].

Преобразование оптических кодов *1* (рис. 2.15) на выходах *ВОП* в ЦПВ последовательного считывания в последовательности оптических *2* и электрических *3* (рис. 2.15,*а*) или электрических *3* (рис. 2.15,*б*) сигналов осуществляется соответственно оптико-механическими сканирующими устройствами $УС_к$ и *ФЭП* или фотоэлектрическими сканирующими устройствами ФЭСУ [а. с. 938026, 805234 (СССР)]. Обработка сигналов *3* [счет числа электрических импульсов, соответствующего числу выходных торцов простейших кодирующих элементов до крайнего или первого излучающего торца, его деление или умножение на коэффициент $K_э$ и вычитание или сложение с граничным значением $f(X_c)$ диапазона преобразования функции $f(X)$ с целью образования выходных последовательных и параллельных кодов *4* функции преобразования] осуществляется *ЭЛС*. Управление *ЭЛС* производится сигналами *6 БУ*. Эти сигналы поступают в *ЭЛС* синхронно с электрическими сигналами *3*. Необходимая синхронизация работы *ЭЛС* и $УС_к$ или *ФЭСУ* достигается при помощи механической *5* (рис. 2.15,*а*) или электрической *7* (рис. 2.15,*б*) связи. Функция преобразования ЦПВ последователь-

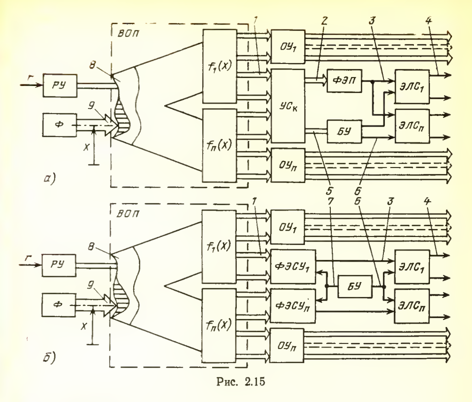


Рис. 2.15

ного считывания [20]

$$f(X)=K_э\left\{E\left[\frac{1}{\Delta B}\int\limits_{X_0}^{X}\sqrt{1+[\psi_v'(X)]^2+[\psi_u'(X)]^2}\,dX\right]+1\right\}+f(X_0),$$

где $K_э$ — коэффициент преобразования *ЭЛС*; E — символ целой части первого слагаемого; $\psi'_v(X)$ и $\psi'_u(X)$ — первые производные функции $\psi_v(X)$ и $\psi_u(X)$ укладки входного торца *ВОП*; ΔB — шаг квантования входного торца *8 ВОП*; X_0 — минимальное значение перемещения входного луча *9*. Отыскание линии укладки входного торца *ВОП* при заданной функции преобразования $f_з(X)$ ЦПВ производится с помощью уравнения

$$[\psi'_u(X)]^2+[\psi'_v(X)]^2=[\Delta Bf'_з(X)/K_э]+1.$$

При этом минимальное значение модуля первой производной заданной функции преобразования

$$|f'_з(X)|_{min}\geqslant|K_э/\Delta B|.$$

В качестве фотоэлектрических сканирующих устройств ЦПВ последовательного считывания могут использоваться серийно выпускаемые отечественной промышленностью интегральные фотоматрицы, например МФ-14 и МФ-16, линейные и матричные приборы с зарядовой связью, а также другие сканисторы.

Изменение функции преобразования в ЦПВ последовательного считывания

достигается изменением профиля входного торца *ВОП* путем использования набора жестких или гибких формирователей.

Кодирование входного перемещения в оптическом канале ЦПВ и представление информации в форме излучения, которое может быть преобразовано в электрический сигнал или непосредственно воспринято человеком, открывает возможности создания на основе ЦПВ как автоматических, так и неавтоматических приборов и устройств.

Совершенствование неавтоматических контрольно-измерительных приборов стационарного и переносного типов возможно путем применения ЦПВ, обеспечивающих трансформацию размеров и форм шкал отсчетных устройств приборов с представлением результатов в аналоговой, аналого-дискретной, дискретной или цифровой форме, наиболее полно соответствующей условиям эксплуатации, например цеховым условиям машиностроительных предприятий [20].

Одно- и двухкоординатные функциональные ЦПВ можно применять для построения автоматических приборов и устройств контроля размеров и пространственного положения светящихся или подсвечивающих объектов в различных областях науки и техники: в металлургии, машиностроении, астрономии, авиации [21, 47].

Конструктивным объединением функциональных ЦПВ с приборами и устройствами, например со светолучевыми приборами или автоматическими мостами и потенциометрами, преобразующими электрические и неэлектрические величины в угловые или линейные перемещения подвижного элемента или светового луча, можно достичь взаимного расширения их эксплуатационных возможностей и областей применения [8].

В настоящее время функциональные ЦПВ являются одним из новых направлений приборостроения и находятся в стадии разработки опытных образцов и партий. Обзорные сведения о конкретных немногочисленных разработках различных зарубежных фирм в области ЦПВ приведены в [21, 47].

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПЕРВИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

3.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

Электромагнитные первичные преобразователи (ЭПП) перемещений можно разделить *по физическому принципу действия* чувствительного элемента на две основные группы: индуктивные и трансформаторные (или взаимоиндуктивные) [2—4, 7, 17, 18].

ЭПП, преобразующие значения измеряемых угловых θ или линейных X перемещений в значения индуктивности, называются *индуктивными преобразователями* (ИП).

Простейший ИП состоит из магнитопровода *2* с обмоткой и якоря *1*, связанного с перемещающимся объектом (рис. 3.1).

При перемещении якоря в направлении X изменяется воздушный зазор δ, следовательно, меняется сопротивление магнитной цепи, что приводит к изменению индуктивности L цепи по гиперболическому закону [2, 3, 7, 17] и нелиней-

ности характеристики:

$$L = \mu_0 \frac{W^2 S_н}{\delta},$$

где μ_0 — магнитная проницаемость воздушного зазора; W — число витков обмотки; $S_н$ — площадь поперечного сечения магнитопровода. При этом линейный участок составляет обычно $(0{,}1 \div 0{,}15)\delta$, а диапазон перемещений — от нескольких микрометров до нескольких миллиметров.

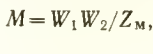
Перемещение якоря в направлении z (рис. 3.1) изменяет площадь зазора в ИП. Для таких ИП характерна линейная зависимость индуктивности от перемещения. Диапазон измеряемых перемещений увеличивается до нескольких сантиметров и даже десятков сантиметров для схем с использованием соленоидов.

Погрешность индуктивных преобразователей составляет 0,1—1,5 %. При этом точность ИП можно несколько повысить, применяя мостовые и дифференциальные схемы включения. На рис. 3.2 показана мостовая схема ИП, в которой в одно из плеч моста включен ИП, а в противоположное плечо — переменная емкость C, шунтированная сопротивлением R_0. Перемещение якоря по X (или по Z) приводит к изменению индуктивности и разбалансу моста. Соответственно будет изменяться выходное напряжение в диагонали моста пропорционально перемещению якоря.

Рассмотренные схемы ИП осуществляют измерение линейных перемещений. Для измерений угловых перемещений структура ИП может быть несколько модифицирована. Конструктивно такой ИП состоит из вращающегося кольцевого якоря (ротора) и сердечника (статора), в пазу которого уложена многовитковая обмотка. Ротор является наружным элементом, представляющим зубчатое колесо с внутренним зубом, статор — элементом с наружным зубом. Оба элемента выполнены из ферромагнитного материала [2, 4, 12, 17]. При перемещении якоря происходит периодическое изменение индуктивности преобразователя по закону амплитудной модуляции — перемещением аналогично изменению емкости рассмотренного в § 4.1 электростатического генератора.

Электромагнитные преобразователи, основанные на изменении взаимной индукции между двумя системами обмоток, называются *трансформаторными* или, более строго, *взаимоиндуктивными*.

Конструктивно трансформаторный преобразователь (ТП) можно получить из индуктивного путем применения двух обмоток (см. рис. 3.1), вторая обмотка обозначена штриховой линией. При этом величина взаимоиндукции M определяется выражением



$$M = W_1 W_2 / Z_м,$$

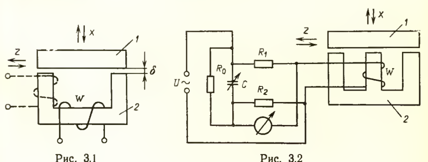


Рис. 3.1 Рис. 3.2

где W_1, W_2 — соответственно число витков первой и второй обмоток; $Z_м$ — полное магнитное сопротивление.

Отсюда следует, что, изменяя полное магнитное сопротивление $Z_м$ путем перемещения якоря (рис. 3.1) либо взаимную ориентацию обмоток W_1 и W_2 относительно друг друга, можно менять взаимную индуктивность. *В первом случае* структура построения ТП аналогична ИП, отличие заключается в наличии второй обмотки. *Во втором случае* одна из обмоток делается подвижной [2, 17]. Для повышения точности ТП, как и в случае ИП, применяют мостовые и дифференциальные схемы включения. В частности, использование принципов развертывающего уравновешивания совместно с дифференциальной схемой включения ТП позволяет существенно повысить стабильность и линейность преобразования.

В подтверждение изложенного рассмотрим один из вариантов построения унифицированного ТП линейных перемещений с повышенными линейностью и температурной стабильностью преобразования [а. с. 1128105 (СССР)]. Функциональная схема такого преобразователя, представленная на рис. 3.3, состоит из собственно дифференциального ТП линейных перемещений и электронного блока.

Конструктивная унификация устройства достигается использованием в широком диапазоне перемещений (от долей до десятков миллиметров) ТП одной конструкции с одинаковыми радиальными размерами и развитой вдоль координаты перемещения магнитной системы.

Дифференциальный ТП (рис. 3.3) цилиндрической конструкции состоит из двух магнитопроводов *1* и *2*, выполненных для повышения помехозащищенности в виде трех соосно расположенных цилиндров *3*, *4*, *5*. Магнитопроводы *1* и *2* разделены немагнитной прокладкой *6*. Между цилиндрами *4* и *5* размещены обмотки возбуждения *7* и *8*, а в рабочем зазоре, образованном цилиндрами *3* и *4*, неподвижно установлены измерительные обмотки *9* и *10*. Обмотки обратной связи *11* и *12* размещены в зазоре между торцевыми стенками магнитопроводов *1* и *2* и цилиндрами *4*. Внутренние ферромагнитные цилиндры-сердечники *3* совместно с диэлектрической разделяющей прокладкой *13* образуют подвижный

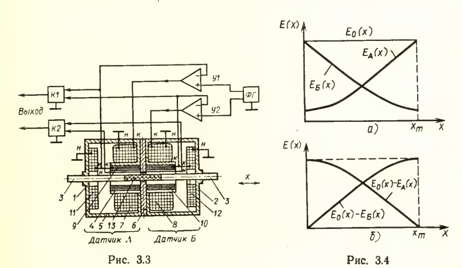


Рис. 3.3

Рис. 3.4

чувствительный элемент датчика — шток, имеющий непосредственный контакт с объектом, перемещение которого измеряется.

Магнитные системы, состоящие из магнитопроводов *1* и *2* с соответствующими обмотками *7*, *9*, *11* и *8*, *10*, *12*, образуют пару одниарных датчиков *А* и *Б*, включенных дифференциально.

Смысл согласования характеристик в преобразователе заключается в следующем. Питание обмоток возбуждения *7* и *8* датчиков *А* и *Б* осуществляется напряжениями, сдвинутыми одно относительно другого на четверть периода и имеющими такую форму, при которой временная зависимость выходного напряжения датчика *А* полностью соответствует зависимости амплитуды выходного напряжения от перемещения датчика *Б* и наоборот.

Напряжения возбуждения на первичные обмотки датчиков *А* и *Б* подаются через корректирующие усилители *У1* и *У2* от функционального генератора *ФГ*. Из входных и выходных напряжений датчиков с помощью компараторов *К1* и *К2* формируется временной интервал, пропорциональный входиому перемещению и являющийся выходным сигналом преобразователя.

Зависимости амплитуды выходного напряжения на обмотках *9* и *10* сердечников *3* датчиков *А* и *Б* показаны на рис. 3.4,*а* и могут быть описаны в виде функций

$$E_А(X)=U_mF_А(X)f_А(t);$$

$$E_Б(X)=U_mF_Б(X)f_Б(t),$$

где U_m — амплитуда напряжений; $F_{А,Б}(X)$ — функции преобразования датчиков *А* и *Б*; $f_А(t)$, $f_Б(t)$ — функции, описывающие изменения мгновенных напряжений на обмотках *9* и *10*.

В результате изменения мгновенных напряжений обмоток *9* и *10* на выходе компаратора *К2* формируется импульс *17* в момент t_X равенства этих напряжений (рис. 3.5), т. е. осуществляется операция нахождения корня t_X следующего уравнения:

$$U_mF_А(X)f_А(t)-U_mF_Б(X)f_Б(t)=0. \qquad (3.1)$$

В общем случае функции $F_{А,Б}(X)$ и $f_{А,Б}(t)$ нелинейны и поэтому связь между моментом времени t_X и значением входного перемещения X также нелинейна. Однако если вид функциональной зависимости $f_А(t)$ выбран совпадающим с функцией преобразования $F_Б(X)$ датчика *Б*, а вид функции $f_Б(t)$ — совпадающим с функцией преобразования $F_А(X)$ датчика *А*, то уравнение (3.1) удовлетворяется при значениях корня

$$t_X=t_mX/X_m,$$

где t_m и X_m — соответственно диапазоны изменения t_X и входного перемеще-

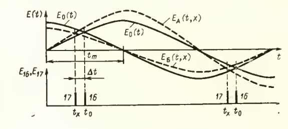


Рис. 3.5

ния X. Условие согласования функций в преобразователе имеет следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} f_{\text{А}}(t) &= F_{\text{Б}}(X); \\ f_{\text{Б}}(t) &= F_{\text{А}}(X). \end{aligned}\right\} \qquad (3.2)$$

Реализация условия (3.2) для функций $F_{\text{А}}(X)$ и $F_{\text{Б}}(X)$, показанных на рис. 3.4,*а*, сложна. Это связано с тем, что выходные сигналы датчиков *А* и *Б*, имеющие вид функций $F_{\text{А}}(X)$ и $F_{\text{Б}}(X)$, обладают широким частотным спектром из-за скачкообразного изменения функций на краях диапазона ($t=0$ и $t=t_m$). Введение корректирующей обратной связи с помощью усилителей *У1* и *У2* хотя и расширяет полосу пропускания датчиков *А* и *Б*, однако возникающие остаточные искажения выходных сигналов не позволяют с достаточной точностью выполнить условия (3.2).

Для устранения указанного недостатка в качестве выходных напряжений датчиков *А* и *Б* используются напряжения на последовательно и встречно соединенных измерительных обмотках и обмотках обратной связи *9*, *11* и *10*, *12* соответственно (см. рис. 3.3). Вид функций преобразования датчиков *А* и *Б* для этого случая показан на рис. 3.4,*б*. Число витков обмоток *9* и *10* выбирается из условия равенства амплитуд максимального напряжения на них амплитуде напряжения $E_{\text{А}}(X)$ на обмотках *11* и *12*, которые с помощью усилителей *У1* и *У2* поддерживаются не зависящими от перемещения X (рис. 3.4,*а*). Временные сигналы, соответствующие функциям преобразования, показанным на рис. 3.4,*б*, имеют узкий частотный спектр и при прохождении через трансформаторные датчики *А* и *Б* практически не искажаются. Функциональный генератор *ФГ* (рис. 3.3) состоит из тактового генератора импульсов, цифровой схемы задержки импульсов, обеспечивающей требуемый временной сдвиг $T/4$ между двумя выходными сигналами, и двух формирователей функционально-изменяющихся сигналов (см. рис. 3.5).

С помощью компаратора *К1* из входных напряжений датчиков *А* и *Б* формируется опорная последовательность импульсов *16* в моменты времени t_0 (рис. 3.5).

В нейтральном положении сердечников *3* амплитуды напряжений на входах компаратора *К2* равны, а моменты времени t_X и t_0 совпадают (рис. 3.5). Формируемый временной интервал (между импульсами компараторов *К1* и *К2*) равен 0. Смещение сердечников *3* от нейтрального положения нарушает равенство амплитуд на входах компаратора *К2*, и на выходах компараторов *К1* и *К2* формируется временной интервал (рис. 3.5)

$$\Delta t = t_m (X_m - 2X)/2X_m.$$

Очередность следования импульса с выходов компараторов *К1* и *К2* определяет направление перемещения сердечников *3* относительно нейтрального положения.

В рассмотренной конструкции преобразователя в значительной степени осуществляется компенсация аддитивной составляющей погрешности преобразования (за счет встречного включения вторичных обмоток *9*, *11* и *10*, *12*), а сами условия (3.2) не чувствительны к мультипликативной составляющей погрешности. С учетом этого, а также возможности целенаправленным выбором конструктивных размеров магнитной системы датчиков уменьшить нелинейную составляющую температурной погрешности в результате удается существенно повысить стабильность преобразования. Нелинейность преобразования в рассмотренной

схеме (рис. 3.3) в диапазоне измеряемых перемещений ± 10 мм составляет $\pm 0{,}1$ %, а дополнительная температурная погрешность не превышает $\pm 0{,}3$ %.

Преобразователь может быть построен с использованием датчиков любой другой физической природы, имеет относительно простую конструкцию, несложен в настройке, надежен в эксплуатации и удобен для использования в многоканальных системах контроля и управления.

Наибольшее применение в измерительной технике в настоящее время нашли ТП *второй группы*, т. е. с подвижными обмотками, и в частности *вращающиеся трансформаторы и сельсины* [3, 7, 11, 17, 22].

Вращающиеся трансформаторы обычно имеют по две взаимно перпендикулярные обмотки на роторе и статоре и предназначены для работы *в двух основных режимах*: синусно-косинусного вращающегося трансформатора (СКВТ) и линейного вращающегося трансформатора (ЛВТ). Схемы преобразователей в режимах СКВТ и ЛВТ представлены соответственно на рис. 3.6 и 3.7.

При подаче на одну из обмоток статора рис. 3.6 напряжения питания U_1 с обмоток ротора, развернутого относительно статора на угол θ, снимаются выходные напряжения

$$\left.\begin{aligned} U_2 &= U_1 \frac{W_2}{W_1} \sin\theta; \\ U_3 &= U_1 \frac{W_2}{W_1} \cos\theta, \end{aligned}\right\}$$

где W_1, W_2 — соответственно число витков в каждой из обмоток статора и ротора. При этом сопротивления R_1, R_2 и R_3 выбираются так, чтобы ток I_1 в обмотке питания оставался постоянным для любого угла θ.

Выходное напряжение преобразователя в режиме ЛВТ (рис. 3.4) равно

$$U_2 = U_1 \frac{W_2}{W_1} \frac{\sin\theta}{1 + (W_2/W_1)\cos\theta},$$

и для малых значений θ имеет место следующее равенство:

$$U_2 \approx U_1 \frac{\theta}{1 + W_2/W_1}.$$

Следовательно, выходное напряжение преобразователя в режиме ЛВТ линейно зависит от перемещения θ. Однако эта линейность сохраняется с точностью 0,75 % в пределах изменения угла θ от $+60°$ до $-60°$, что является существенным недостатком рассмотренной схемы и ограничивает ее использование [7, 17].

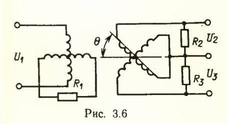


Рис. 3.6

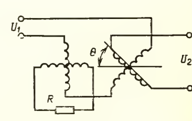


Рис. 3.7

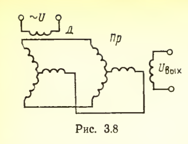


Рис. 3.8

Разновидностью ВТ являются сельсины, которые имеют три обмотки на статоре, расположенные под углом 120° друг к другу, и одну обмотку на роторе. Обмотки статора питаются трехфазным напряжением, обмотка ротора — однофазным. Для измерения угловых перемещений применяется включение сельсинов в трансформаторном режиме (рис. 3.8).

Напряжение питания подается на роторную обмотку сельсина-датчика *Д*, статорные обмотки которого соединены со статорными обмотками сельсина-приемника *Пр*. Результирующий магнитный поток сельсина-приемника *Пр*, созданный токами, протекающими в обмотках статора, индуктирует в обмотке ротора ЭДС, зависящую от его углового положения. Величина напряжения на выходе сельсина зависит от угла рассогласования между роторами сельсина-датчика и сельсина-приемника, определяемого их угловыми положениями. Амплитуда выходного напряжения при этом равна

$$U_{вых} \approx k_c U_m \sin \alpha_р, \quad (3.3)$$

где k_c — коэффициент пропорциональности, учитывающий конструктивные и электрические параметры сельсина; U_m — амплитуда напряжения питания; $\alpha_р = \alpha_2 - \alpha_1$, α_1, α_2 — соответственно углы поворота роторов сельсинов-датчика и приемника.

Из (3.3) следует, что сельсины могут быть использованы в трансформаторном режиме в качестве устройств, измеряющих разность угловых перемещений. При этом диапазон измерения не превышает 30°, а погрешность нелинейности составляет ±2 %, что определяет сравнительно невысокую точность этих преобразователей.

Значительное увеличение точности преобразователей угловых и линейных перемещений дает применение преобразователей с электрической редукцией [2, 3, 7, 11, 17]. *Принцип электрической редукции* заключается в том, что за малый угол поворота входной оси преобразователя его выходной параметр (амплитуда или фаза) изменяется на один период, а при повороте ротора на 360° число периодов равно передаточному отношению электрической редукции. На практике широкое распространение получили *многополюсные ВТ и индукционные редуктосины*, а также *ВТ с печатными обмотками* (линейные и круговые индуктосины) [18]. Погрешность преобразования в таких преобразователях уменьшается в число раз, равное передаточному отношению электрической редукции. Кроме того, в них происходит ослабление влияния технологических погрешностей изготовления и в том числе неравномерностей воздушного зазора.

Конструктивно *многополюсные* ВТ имеют одно- или двухфазные обмотки на роторе и двухфазные на статоре. Они отличаются малым коэффициентом ослабления выходного сигнала (отношение напряжения питания к максимальному значению выходного напряжения равно 2—10) [2, 17].

Отличие *индукционных редуктосинов* от многополюсных ВТ заключается в том, что как первичная, так и двухфазные вторичные обмотки расположены в пазах статора, а ротор представляет собой зубчатое колесо. Статор собран из пластин электротехнической стали с большим числом зубцов, а ротор может

быть выполнен в виде зубчатого колеса из электротехнической стали или собран также из пластин Соотношение между числами зубцов статора и ротора в общем случае может быть любым. Основным преимуществом индукционного редуктосина является его бесконтактность. Однако ослабление выходного сигнала в редуктосинах больше, чем в многополюсных ВТ, и при малой площади паза статора может достигать 40. Общим недостатком многополюсных ВТ и редуктосинов является сложность намотки [17].

Этот недостаток не имеет места в *индуктосинах*, поскольку их роторы и статоры представляют собой диски из изоляционного материала, расположенные соосно и параллельно, на которых печатным способом нанесены проводящие линии обмотки. Конструктивно индуктосин имеет две первичные многополюсные обмотки и одну вторичную. ***В зависимости*** от ***способов питания*** первичных обмоток возможны два режима его работы:

1) при питании первичных обмоток напряжениями, амплитуды которых изменяются по синусоидальным и косинусоидальным законам, а фазы совпадают, индуктосин работает *в режиме пульсирующего поля*. В этом случае амплитуда ЭДС, индуктированная во вторичной обмотке, является функцией перемещения обмоток относительно друг друга;

2) при питании первичных обмоток напряжениями равных амплитуд, но сдвинутыми по фазе на $\pi/2$, индуктосин работает *в режиме вращающегося поля*. В этом случае амплитуда ЭДС, индуктированная во вторичной обмотке, остается неизменной, а фаза является функцией перемещения обмоток относительно друг друга.

Соответственно первый режим работы индуктосина является *амплитудным*, второй — *фазовым* [18].

Вопросам проектирования и расчета электромеханических индукционных преобразователей с электрической редукцией, конструктивным, технологическим и схемным методам повышения их точности посвящено достаточное количество специальной литературы [2, 3, 17, 18, 39], и поэтому здесь эти вопросы рассматриваться не будут. Данные по некоторым типам преобразователей с электрической редукцией приведены ниже, в табл. 3.2—3.7.

Важным признаком, существенно влияющим на структуру построения ЭПП, как, впрочем, и любых других типов первичных преобразователей, является *вид параметра выходного сигнала преобразователя*, линейно зависящего от перемещения. По этому классификационному признаку различают амплитудные, фазовые и частотные электромагнитные первичные преобразователи перемещения. Рассмотрим более подробно принципы построения фазовых ЭПП.

3.2. ФАЗОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ (ФАЗОВРАЩАТЕЛИ)

Фазовые преобразователи (ФП) перемещений или фазовращатели (ФВ) *в зависимости* от *числа фаз питания* делятся на преобразователи с многофазным и однофазным питанием.

На основании материалов, приведенных в гл. 1 и 2, а также анализа литературы [1, 11, 14, 17, 22, 23, 27, 28, 49] основой любых ФВ (кроме одноканальных) является электромеханический модулятор, представляющий собой совокупность электромеханических модуляторных звеньев, образующих в общем случае многоканальную систему преобразования измеряемого перемещения в электрический сигнал — фазовый сдвиг модулирующих сигналов. Число кана-

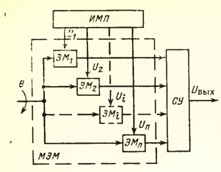


Рис. 3.9

лов модуляции при этом, как правило, меняется от 2 до n в зависимости от числа фаз питающих напряжений.

Исходя из изложенного, все многообразие структур построения ФВ в общем случае можно свести к трем основным структурным схемам [7]. На рис. 3.9 представлена структурная схема ФВ с многофазным питанием, отличительной особенностью которой является то, что в ней многоканальный электромеханический модулятор МЭМ подключается непосредственно к источнику (генератору или устройству) многофазного питания *ИМП*. На рис. 3.10,*а*, *б* показаны структурные схемы с однофазным питанием, в которых используется источник однофазного питания *ИОП*, а необходимые фазовые сдвиги сигналов несущей частоты (модулируемых сигналов) осуществляются с помощью фазосдвигающих элементов $ФЭ_i$ (i=1, 2, ..., n), включаемых либо на входе *МЭМ* (рис. 3.10,*б*), либо на выходе *МЭМ* (рис. 3.10,*а*).

Проведем анализ структурных схем ФВ на примере схемы с многофазным питанием (рис. 3.9).

Напряжения питания схемы имеют вид

$$U_i = U_{M_i} \sin(\omega t + \alpha_i), \tag{3.4}$$

где i=1, 2, ..., n; α_i — фазовый сдвиг i-го **напряжения ИМП.**

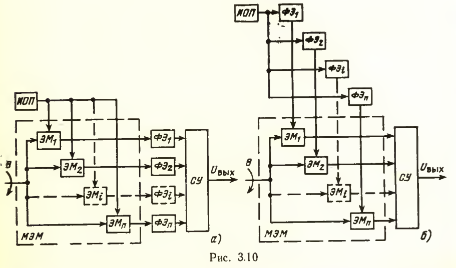


Рис. 3.10

Электромеханические модуляторные звенья $ЭМ_i$ обычно представляют собой параметрические амплитудные модуляторы с характеристикой управления, описываемой выражением

$$A_{ЭМ_i} = R_{0_i} + R_{m_i}\cos(\theta + \beta_i), \tag{3.5}$$

где $i=1, 2, \ldots, n$; R_{0_i}, R_{m_i}, β_i — параметры i-го модулятора; θ — входное перемещение.

Выходной сигнал $ФВ$, снимаемый с суммирующего устройства $СУ$, равен

$$U_{вых} = \sum_{i=1}^{n} A_{ЭМ_i} U_i = U_{m_c}\sin(\omega t - \theta + \psi), \tag{3.6}$$

где

$$U_{m_c} = \frac{1}{2}\sqrt{\left[\sum_{i=1}^{n} B_i \cos(\alpha_i - \beta_i)\right]^2 + \left[\sum_{i=1}^{n} B_i \sin(\alpha_i - \beta_i)\right]^2};$$

$$\psi = \operatorname{arctg}\frac{\sum_{i=1}^{n} B_i \cos(\alpha_i - \beta_i)}{\sum_{i=1}^{n} B_i \sin(\alpha_i - \beta_i)}.$$

Условия точного преобразования имеют вид [7]

$$\sum_{i=1}^{n} A_i \sin(\omega t + \alpha_i) = 0; \tag{3.7}$$

$$\sum_{i=1}^{n} B_i \sin(\omega t + \theta + \alpha_i + \beta_i) = 0, \tag{3.8}$$

где $A_i = R_0 U_{M_i}$; $B_i = R_{n_i} U_{M_i}$.

Из сравнения принципов построения многофазных (рис. 3.9) и однофазных (рис. 3.10) ФВ видно, что приведенные выражения однозначно описывают как одни, так и другие структуры.

При проектировании ФВ необходимо определить параметры A_i, B_i, α_i, β_i элементов схемы, а затем и параметры U_{m_c} и ψ выходного сигнала. Параметры элементов следует выбирать так, чтобы удовлетворялись условия (3.7) и (3.8). При этом, как показано в [7], из $2n$ величин A_i и α_i можно произвольно задать значения $(2n-2)$ параметров, а остальные два параметра (A_1 и A_2, либо α_1 и α_2, либо A_1 и α_2) определить из (3.7).

Представим (3.7) в виде

$$\left.\begin{aligned} A_1\sin\alpha_1 + A_2\sin\alpha_2 + A_c\sin\alpha_c = 0; \\ A_1\cos\alpha_1 + A_2\cos\alpha_2 + A_c\cos\alpha_c = 0, \end{aligned}\right\} \tag{3.9}$$

где A_c и α_c — амплитуда и начальный фазовый сдвиг синусоидального сигна-

ла, представляющего собой сумму синусоидальных сигналов при $i=3, 4, \ldots, n$.

Перепишем теперь (3.7) следующим образом:

$$\left.\begin{aligned}\overline{A}_1 \sin \overline{\alpha}_1 + \overline{A}_2 \sin \overline{\alpha}_2 = 0;\\ \overline{A}_1 \cos \overline{\alpha}_1 + \overline{A}_2 \cos \overline{\alpha}_2 + 1 = 0,\end{aligned}\right\} \tag{3.10}$$

где $\overline{A_1} = A_1/A_c$; $\overline{A_2} = A_2/A_c$; $\overline{\alpha}_1 = \alpha_1 - \alpha_c$; $\overline{\alpha}_2 = \alpha_2 - \alpha_c$.

Из этой системы уравнений, задаваясь любыми двумя параметрами, можно получить остальные.

Если задаться величинами $\overline{\alpha}_1$ и $\overline{\alpha}_2$, то можно получить $\overline{A}_1$ и $\overline{A}_2$:

$$\overline{A}_1 = \frac{\sin \overline{\alpha}_2}{\sin(\overline{\alpha}_1 - \overline{\alpha}_2)}, \quad \overline{A}_2 = \frac{-\sin \overline{\alpha}_1}{\sin(\overline{\alpha}_1 - \overline{\alpha}_2)}. \tag{3.11}$$

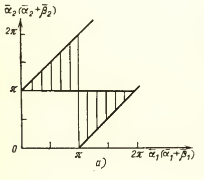
Так как значения $\overline{A}_1$ и $\overline{A}_2$ должны быть больше 0 и конечными, то из (3.10) следует, что величинами $\overline{\alpha}_1$ и $\overline{\alpha}_2$ можно задаваться лишь в определенных пределах. Область значений $\overline{\alpha}_1$ и $\overline{\alpha}_2$ показана штриховкой на рис. 3.11,*а*.

Аналогичные соотношения можно получить для параметров $\overline{B}_1$ и $\overline{B}_2$ из условия (3.8). При этом область значений $(\overline{\alpha}_1 + \overline{\beta}_1)$ и $(\overline{\alpha}_2 + \overline{\beta}_2)$, в которой $\overline{B}_1 > 0$ и $\overline{B}_2 > 0$, такая же, как на рис. 3.11,*а*.

Если заданы $\overline{A}_1$ и $\overline{A}_2$, то из (3.10) получим

$$\left.\begin{aligned}\overline{\alpha}_1 = 2\operatorname{arctg}\sqrt{2\,\frac{\overline{A}_2^2 - \overline{A}_1^2 + 2\overline{A}_1 - 1}{\overline{A}_1^2 - \overline{A}_2^2 + 2\overline{A}_1 + 1}};\\ \overline{\alpha}_2 = 2\operatorname{arctg}\sqrt{2\,\frac{\overline{A}_1^2 - \overline{A}_2^2 + 2\overline{A}_2 - 1}{\overline{A}_2^2 - \overline{A}_1^2 + 2\overline{A}_2 + 1}}.\end{aligned}\right\} \tag{3.12}$$

Из (3.12) следует, что $\overline{A}_1$ и $\overline{A}_2$ должны быть такими, чтобы подкоренные выражения были положительны. С учетом этого условия получим область значений (показанную штриховкой на рис. 3.11,*б*), в пределах которой $\overline{A}_1$ и $\overline{A}_2$



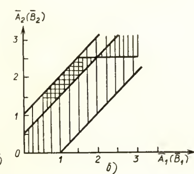


Рис. 3.11

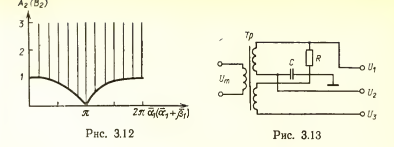


Рис. 3.12 Рис. 3.13

могут быть заданы произвольно. Область значений $\bar{B}_1$ и $\bar{B}_2$ такая же, как на рис. 3.11,*б*.

Аналогично определяются области значений, например $\bar{A}_1$ и $\bar{\alpha}_2$, если заданы $\bar{A}_2$ и $\bar{\alpha}_1$ (рис. 3.12).

Применяя полученные соотношения, можно не только определять параметры существующих схем фазовращателей, но и создавать новые, более совершенные схемы ФВ или их отдельных узлов [7].

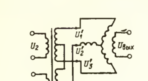
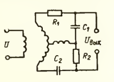
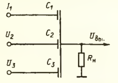
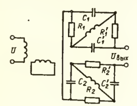
В качестве примера можно привести узел фазосдвигающих элементов трехфазного ФПП (рис. 3.13). Узел состоит всего лишь из трансформатора *Тр* и одной фазосдвигающей цепочки *RC*, параметры которой подобраны так, что $\omega RC=1$ (ω — частота питающего напряжения U_m). Выходные напряжения U_1, U_2, U_3 (поступающие на модуляторы, не показанные на рисунке) имеют соответственно фазовые сдвиги $\alpha_1=45°$, $\alpha_2=315°$, $\alpha_3=180°$ (или $\bar{\alpha}_1=225°$, $\bar{\alpha}_2=135°$). Пусть модуляторы имеют фазовые сдвиги $\beta_1=240°$, $\beta_2=120°$, $\beta_3=0$ (или $\bar{\alpha}_1+\bar{\beta}_1=$ $=105°$, $\bar{\alpha}_2+\bar{\beta}_2=255°$). Величины $\bar{\alpha}_1$, $\bar{\alpha}_2$ $(\bar{\alpha}_1+\bar{\beta}_1)$ и $(\bar{\alpha}_2+\bar{\beta}_2)$ находятся внутри заштрихованной области рис. 3.11,*а*. Из (3.11) определяем $\bar{A}_1=\bar{A}_2=0{,}707$. Аналогично получаем $\bar{\beta}_1=\bar{\beta}_2=0{,}517$.

Таким образом, при построении модуляторных ФВ нет необходимости выбирать их параметры идентичными, а учитывая полученные соотношения, можно существенно расширить возможности построения схем фазовращателей.

В табл. 3.1 сведены возможные варианты структурных схем, полученных на основании изложенного.

3.3. ЭПП ЭЛЕКТРОМАШИННОГО ТИПА

Не претендуя на всю полноту анализа, приведем данные об основных параметрах и характеристиках вращающихся трансформаторов и фазовращателей, т. е. тех видов первичных преобразователей, которые нашли наибольшее применение в ЦПП типа угол — параметр — код (УПК). Для краткости изложения эти материалы представлены в виде таблиц. Наиболее широко представлены ВТ, работающие в режимах СКВТ, ЛВТ, ВТДП, и фазовращатели. В таблицах не приведены данные по точности ВТ в режиме фазовращателя, поскольку точность фазовращателя существенно зависит от того, какой именно фазовращатель будет реализован. Если будет реализован фазовращатель с пульсирующим полем, то схема строится с использованием одинарной, двойной или мостовой *RC*-цепи;

Структура построения	Условия преобразования
I. Модификации трехфазных схем ФВ	
С двухфазным напряжением (вместо трех) 	$U_1 = U_{m1} \sin \omega t$; $U_2 = U_{m2} \cos \omega t$ [7] U_2' U_1' U_3' если $\alpha_1 = 180°$; $\alpha_2 = 90°$; $\alpha_3 = 0°$; $\beta_1 = 240°$; $\beta_2 = 120°$; $\beta_3 = 0°$
С двумя фазосдвигающими контурами на выходе [22] (вместо трех) 	$\alpha_3 + \beta_3 = 180°$; $\alpha_2 + \beta_2 = -60°$; $\alpha_1 + \beta_1 = +60°$. т. е. RC-контуры сдвигают напряжения на $\pm 60°$ [22]
С одним фазосдвигающим контуром 	—
II. Модификации двухфазных схем ФВ	
Для двухфазного ФВ (общий случай)	$\alpha_2 + \beta_2 - \alpha_1 - \beta_1 = 180°$; (1) $\beta_1 = \beta_2$ (2)
Для ВТ с однофазным [22] питанием 	$\alpha_2 - \alpha_1 + \beta_2 - \beta_1 + \Delta\alpha - \Delta\beta = 180°$

Структура построения	Условия преобразования
Для ВТ с четырехобмоточным ротором	$\alpha_2 - \alpha_1 + \beta_2 - \beta_1 + \Delta\alpha - \Delta\beta = 180^\circ$

если это будет фазовращатель с круговым полем, то точность его работы будет определяться в основном параметрами источника питания.

Фазовращатели представлены в таблицах серией БИФ. Главная их особенность — это возможность работы на повышенных частотах напряжения возбуждения. Следует отметить, что эти первичные преобразователи могут работать и в режиме СКВТ. При этом погрешность отображения синусной зависимости находится на уровне 0,02—0,1.

Сельсины значительно реже используются в качестве первичных преобразователей в ЦПП типа УПК. Отметим, что больше других применяются сельсины типов БД-160А, БС-155А, имеющие погрешность от 5 до 20 угл. мин, а также сельсины типов СБ-32-1В и СБ-20-1В, имеющие погрешность от 10 до 30 угл. мин. Названные сельсины предназначены для работы с частотой напряжения возбуждения 400 Гц. Среди сельсинов с частотой 50 Гц наибольшее применение нашли сельсины типов БД—1404 и БС—1405, погрешность следования которых находится в пределах от 20 до 60 угл. мин.

В табл. 3.2—3.7 представлены значения параметров и характеристик первичных преобразователей различных типов. При выборе того или иного типа и типономинала следует иметь в виду, что чем меньше габариты преобразователя, тем ниже его точность. Погрешность бесконтактных ВТ в среднем в 1,5—2 раза больше, чем контактных ВТ. Поэтому, применяя бесконтактные ВТ, получаем меньшую точность, но существенный выигрыш в надежности.

В таблицах для ВТ не приведены данные по частоте напряжения возбуждения. Для всех типов ВТ, приведенных в таблицах, основной номинальной частотой является частота 400 Гц, при которой измерены и гарантируются все указанные в таблицах параметры. Рабочий диапазон частоты у некоторых ВТ (ВТ-5, 2,5ВТ) — от 380 до 1050 Гц, у таких ВТ, как 5БВТ, ВТ20, ВТП, ДСПУ, ВТ100 и ВТ71 — от 380 до 4200 Гц, а у ВТ типа 2,5БВТ — от 380 до 21 000 Гц. У остальных ВТ диапазон частоты равен номинальной частоте с пятипроцентным двусторонним допуском. Все бескорпусные ВТ имеют плоскую конструкцию (наружный диаметр больше длины).

Таблица 3.2. Контактные двухполюсные ВТ

Обозначение	Назначение	U, В		$Z_{0,1}$, Ом	K	Δθ, угл. мин	Значения точностных параметров по классам точности					Значения точностных параметров ЛВТ		Δk_U, %	Δk_T, %	$\Delta \alpha_U$, угл. мин	$\Delta \alpha_T$, угл. мин
		номинальное	рабочий диапазон				ε, %	Δα, угл. мин	Δk, %	l_0	$l_{кв}$, %	$\varepsilon_{лин}$, %	l_0, %				
КФЗ.031.048 ЛШЗ.010.527	СКВТ ВТДП-Д	40	0—40	200	0,530	±3,0	кл. А±0,02; кл. Б ±0,04; кл. 0±0,06	кл. А±0,5; кл. Б±1,0; кл. 0±1,5	кл. А, Б и 0 0,2	кл. А 0,015; кл. Б 0,02; кл 0 0,03	кл. А 0,125; кл. Б 0,250; кл. 0,375	—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.049 ЛШЗ.010.527-01	СКВТ	40	0—40	200	0,960	—						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.050 ЛШЗ.0.10.527-02	СКВТ ВТДП-Д	60	0—60	400	0,530	±5,0						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.051 ЛШЗ.010.527-03	СКВТ	60	0—60	400	0,960	—						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.052 ЛШЗ.010.527-04	СКВТ	60	0—60	800	0,530	—						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.053 ЛШЗ.010.527-05	СКВТ ВТДП-П	60	0—60	800	0,960	±3,0						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.054 ЛШЗ.010.527-06	СКВТ	60	0—60	1600	0,530	—						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.055 ЛШЗ.010.527-07	СКВТ	60	0—60	1600	0,960	—						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.104 ЛШЗ.010.527-12	СКВТ	127	0—127	400	0,560	—						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.105 ЛШЗ.010.527-13	СКВТ	127	0—127	400	1,000	—						—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.064 ЛШЗ.010.527-08	ЛВТ	40	0—40	200	0,373	—	—	—	—	—	—	—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.065 ЛШЗ.010.527-09	ЛВТ	40	0—40	200	0,746	—	—	—	—	—	—	—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.066 ЛШЗ.010.527-10	ЛВТ	60	0—60	400	0,373	—	—	—	—	—	—	—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.067	ЛВТ	60	0—60	400	0,746	—	—	—	—	—	—	—	—	0,02	0,03	2,0	—
КФЗ.031.106 ЛШЗ.010.527.14	ЛВТ	127	0—127	400	0,373	—	—	—	—	—	—	—	—	0,02	0,03	2,0	—

Тип МВТ-2 (наружный диаметр 38 мм, масса 0,35 кг)

5МВТ-2-5Э	СКВТ ЛВТ	30	28,5—31,5	500	0,560	1 и 2 кл. ±6; (±3); 3 и 4 кл. ±10; (±5)	1 кл. ±0,02; 2 кл. ±0,04; 3 кл. ±0,06; 4 кл. ±0,1	1 кл. ±1; 2 кл. ±1,5; 3 кл. ±2; 4 кл. ±3,5	1 кл. 0,045; 2 кл. 0,075; 3 кл. 0,09; 4 кл. 0,15	1 кл. 0,05; 2 кл. 0,09; 3 кл. 0,013; 4 кл. 0,19	—	±0,2	0,19	0,15	0,15	—	—
5МВТ-2-10Э	СКВТ	30	—	—	—						—	—	—	0,15	0,15	—	—
10МВТ-2-5П	СКВТ	28	2—28	1000	0,560						—	—	—	0,15	0,15	—	—
10МВТ-2-10П	СКВТ	28	2—28	1000	1,000						—	—	—	0,15	0,15	—	—
20МВТ-2-5П	СКВТ	28	2—28	2000	0,560						—	—	—	0,15	0,15	—	—
20МВТ-2-10П	СКВТ	28	2—28	2000	1,000						—	—	—	0,15	0,15	—	—

Тип. 2,5ВТ (наружный диаметр 25 мм, масса 0,12 кг)

ЛШ3.010-392	СКВТ ЛВТ	12	0—12	200	0,560	—	—	—	—	—	—	—	—	0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.010.393	СКВТ	12	0—12	200	1,00	—	—	—	—	—	—	—	—	0,03	0,20	2,0	2,0

Тип 2,5ВТ (наружный диаметр 25 мм, масса 0,12 кг)

ЛШ3.010-392	СКВТ ЛВТ	12	0—12	200	0,560	—						1 кл. ±0,2; 2 кл. ±0,3	1 кл. 0,2 2 кл. 0,3	0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.3.010.39	СКВТ	12	0—12	200	1,000	—								0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.010.394	СКВТ	27	0—27	400	0,560	—								0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.010.395	СКВТ	27	0—27	400	1,000	—	1 кл. ±0,05; 2 кл. ±0,1	1 кл. ±1,67; 2 кл. ±3,33	1 кл. 0,05; 2 кл. 0,1	1 кл. 0,05; 2 кл. 0,1	1 кл. 0,6; 2 кл. 1,2	—	—	0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.010.396	СКВТ	27	0—27	800	0,560	—								0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.010.397	СКВТ	27	0—27	800	1,000	—								0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.010.398	СКВТ	27	0—27	1600	0,560	—								0,03	0,20	2,0	2,0
ЛШ3.010.399	СКВТ	27	0—27	1600	1,000	—								—	—	—	—

Продолжение табл. 3.2

Обозначение	Назначение	U, В номинальное	U, В рабочий диапазон	$Z_{0,1}$, См	K	$\Delta\theta$, угл. мин	Значения точностных параметров по классам точности: ε, %	$\Delta\alpha$, угл. мин	Δk, %	l_0	$l_{кв}$, %	Значения точностных параметров ЛВТ: $\varepsilon_{лин}$, %	l_0, %	Δk_U, %	Δk_T, %	$\Delta\alpha_U$, угл. мин	$\Delta\alpha_T$, угл. мин
Тип ЗВТ-2ТВ (наружный диаметр 25 мм, масса 0,115 кг)																	
ЭВТ-2ТВ-1	СКВТ ГТДП	27	0—27	800	0,560	(±5'; (±10)	1 кл. ±0,05; 2 кл. ±0,1; 3 кл. ±0,2	1 кл. ±2,0; 2 кл. ±3,5; 3 кл. ±7,0	1 кл. 0,05; 2 кл. 0,1; 3 кл. 0 2	0,13	—	—	—	0,2	0,5	—	—
ЗВТ-2ТВ 2	СКГТ ГТДП	27	0—27	800	1,000					0,20	—	—	—	0,2	0,5	—	—
ЗВТ-2ТВ-3	СКГТ ЛГТ ГТДП	27	0—27	400	0,590					0,40	—	1 кл. ±0,2; 2 кл. ±0,3		0,2	0,5	—	—
ЭВТ-2ТГ-4	СКГТ ГТДП	27	0—27	400	1,000					0,07	—	—	—	0,2	0,5	—	—
ЭВТ-2ТВ-5	СКГТ ГТДП	12	0—12	200	0,560					0,40	—	—	—	0,2	0,5	—	—
ЗВТ-2ТВ-6	СК Т ГТДП	12	0—12	200	1,000					0,20	—	—	—	0,2	0,5	—	—
ЭВТ-2ТВ-7*	СКГТ ВТДП	12	0—12	200	0,560					0,40	—	—	—	0,2	0,5	—	—
ЭВТ-2ТР-8*	СКГТ ГТДП	12	0—12	200	1,000					0,20	—	—	—	—	—	—	—

Тип СКТ-225-2 (наружный диаметр 25 мм, масса 0,09 кг)																	
СКТ-225-2Д	СКВТ ВТДП-Д	36	32,4—37,8	1330	1,000	1 кл. ±5; 2 кл. ±10	1 кл. ±0,1; 2 кл. ±0,2	1 кл. ±2,5; 2 кл. ±5,0	1 кл. ±0,1; 2 кл. ±0,2	1 кл. 0,14; 2 кл. 0,21	1 кл. 0,56; 2 кл. 0,83	—	—	—	1,5	—	—
СКТ-225-2Д8	СКВТ ВТДП-Д	36	32,4—37,8	1330	0,220							—	—	—	1,5	—	—
СКТ-225-2П	СКВТ ВТДП-П	36	7,0—38	5100	1,000							—	—	—	1,5	—	—
СКТ-225-2ДФ	ВТДП-диф СКВТ	8	7,0—9,0	720	1,000							—	—	—	1,5	—	—
Тип ВТ20-Д29 (наружный диаметр 20 мм, масса 0,065 кг)																	
ВТ20-27-0,4-1-Д29	СКВТ ВТДП	27	24,3—29,7	400	1,000	1 кл. ∓5; 2 кл. ±10	1 кл. ±0,05; 2 кл. ±0,1; 3 кл. ±0,2	1 кл. ±1,67; 2 кл. ±3,33; 3 кл. ±6,67	1 кл. 0,05; 2 кл. 0,1; 3 кл. 0,2	0,1	1 и 2 кл. 1,0; 3 кл. 2,0	—	—	—	0,3	—	3
ВТ20-27-0,4-0,56-Д29	СКВТ ВТД	27	24,3—29,7	400	0,560					0,1		—	—	—	0,3	—	3
ВТ20-27-0,8-0,56-Д29	СКВТ ВТДП	27	0—29,7	800	0,560					0,2		—	—	0,2	0,3	3	3
ВТ20-27-1,6-0,56-Д29	СКВТ ВТДП	27	0—29,7	1600	0,560					0,2		—	—	0,1	0,3	3	3
ВТ20-12-0,4-1-Д29*	СКВТ ВТДП	12	0—13,2	400	1,000					0,25		1 кл. ±0,1; 2 кл. ±0,2; 3 кл. ±0,3	1 кл. 0,1; 2, 3 кл. 0,2	—	0,1	—	3
ВТ20-12-0,4-0,74-Д29*	СКВТ	12	10,8—13,2	400	0,740					—				—	0,1	—	3
Тип СКТ-220-1 (наружный диаметр 20 мм, масса 0,04 кг)																	
СКТ-220-1Д	СКВТ ВТДП-Д	36	32,4—37,8	1700	0,220	1 кл. ±10; 2 кл. ±10	1 кл. ±0,2; 2 кл. ±0,35	1 кл. ±5; 2 кл. ±10	1 кл. ±0,2; 2 кл. ±0,5	1 кл. ±0,21; 2 кл. 0,28	1 кл. 0,83; 2 кл. 1,4	—	—	—	2,0	—	—
СКТ-220-1П	СКВТ	36	7,5—37,8	2770	0,560							—	—	—	3,0	—	—

* Шестиобмоточные ВТ, имеющие по четыре обмотки на статоре.

Примечание. В скобках приведены значения погрешности следования при комплектной поставке.

Таблица 3.3. Бескон

Обозначение	Назначение	U, В		Z_{01}, См	K	Δθ, угл. мин
		номинальное	рабочий диапазон			
Тип 5БВТ (наружный диа						
ЛШ3.010.391	СКВТ ВТДП-Д	40	0—40	200	0,560	
ЛШ3.010.516 01	СКВТ ВТДП-Д	40	0—40	200	0,560	
ЛШ3.010.516-02	СКВТ ВТДП-Д	40	0—40	200	0,560	1 кл. ±1; 2 кл. ±2; 3 кл. ±4; 4 кл. ±10
ЛШ3.010.530 5БВТ-2)	СКВТ ВТДП-Д	40	0—40	400	1,000	
ЛШ3.010.516-03	ЛВТ ВТДП-Д	40	0—40	200	0,720	
ЛШ3.010.390	ВТДП-П	27	0—27	200	0,960	
Тип 2,5БВТ (наружный диа						
2,5БВТ-Д	ВТДП-Д СКВТ	12	0—12	200	0,560	
2,5БВТ-П	ВТДП-П	12	0—27	800	1,000	1 кл. ±3; 2 кл. ±5; 3 кл. ±10; 4 кл. ±20
2,5БВТ-С	СКВТ	12	0—12	200	0,560	
2,5БВТ-Л	ЛВТ	12	0—12	200	0,52	
2,5БВТ-2	СКВТ ВТДП-диф	12	0—12	400	0,56	
Тип БСКТ-220-1 (наружный диа						
БСКТ-220-1Д	ВТДП-Д, СКВТ	36	34—38	380	0,560	
БСКТ-220-1Д8	ВТДП-Д СКВТ	36	32,4—37,8	380	0,220	1 кл. ±20; 2 кл. ±30
БСКТ-220-1П	ВТДП-П	36	6,5—38	1200	0,830	

Примечание. 4 кл. для погрешности следования распространяется лишь на четырехоб

Таблица 3.4. Двухпо

Обозначение	Назначение	U, В		Z_{01}, Ом	K	Δθ, угл. мин
		номинальное	рабочий диапазон			
Тип ВТП-1 (наружный диа						
ВТП-1	ВТДП-Д	27	0—27	225	1,000	±2; ±3; ±5; ±10
Тип СКТ-265 (наружный диа						
СКТ-265Д	СКВТ ВТДП-Д	36	34—38	800	1,000	
СКТ-265Д8	СКВТ ВТДП-Д	36	34—38	800	0,220	
СКТ-265П	СКВТ	36	7,5—38	1600	1,000	
Тип СКТ-232 (наружный диа						
СКТ-232Д	СКВТ ВТДП-Д ВТДП-П	36	36—38	750	0,580	—
СКТ-232Д8	СКВТ ВТДП-Д	36	34—38	750	0,220	—
СКТ-232П	ВТДП-П	36	7,5—38	520	1,31	—

тактные двухполюсные ВТ

Значения точностных параметров по классам точности					Значения точностных параметров ЛБТ		Δk_U, %	Δk_I, %	$\Delta\alpha_U$, угл. мин	$\Delta\alpha_T$, угл. мин
ε, %	Δα, угл. мин	Δk, %	l_0, %	$l_{кв}$, %	$\varepsilon_{лин}$, %	l_0, %				
метр 50 мм, масса 0,81 кг)										
1 кл. ±0,02; 2 кл. ±0,05; 3 кл. ±0,1	1 кл. ±0,67; 2 кл. ±1,67; 3 кл. ±3,33	1 кл. 0,02; 2 кл. 0,05; 3 кл. 0,1	1 кл. 0,02; 2 кл. 0,05; 3 кл. 0,1	—	—	—	0,15	0,80	—	3,0
				—	—	—	0,15	0,80	—	3,0
				—	—	—	0,15	0,80	—	3,0
				—	—	—	0,10	1,4	3,0	1,5
—	—	—	—	—	1 кл. ±0,3 2 кл. ±0,4	1 кл. 0,1 2 кл. 0,2	0,15	0,80	—	3,0
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,0
метр 25 мм, масса 0,13 кг)										
±0,2	±6,67	0,2	0,2	—	—	—	1,0	2,0	3,0	3,0
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1 кл. ±0,1 2 кл. ±0,2	±3,33 ±6,67	0,1 0,2	0,1 0,2	—	—	—	1,0	2,0	3,0	3,0
±0,2	—	—	—	—	±0,8	0,3	1,0	5,0	3,0	6,0
±0,3	±7,00 ±14,00	0,2 0,3	0,2 0,3	—	—	—	0,5	15,0	3,0	3,0
метр 20 мм, масса 0,07 кг)										
1 кл. ±0,2; 2 кл. ±0,35; 3 кл. ±0,5	1 кл. ±7; 2 кл. ±12; 3 кл. ±17	1 кл. 0,2; 2 кл. 0,35; 3 кл. 0,5	1 кл. 0,21; 2 кл. 0,34; 3 кл. 0,42	—	—	—	—	10,0	—	—
				—	—	—	—	10,0	—	—
				—	—	—	—	10,0	—	—

моточные БВТ типов 5БВТ-2 и 2,5 БВТ-2.

люсные бескорпусные ВТ

Значения точностных параметров по классам точности					Значения точностных параметров ЛБТ		Δk_U, %	Δk_T, %	$\Delta\alpha_U$, угл. мин	$\Delta\alpha_T$, угл. мин
ε, %	Δα, угл. мин	Δk, %	l_0, %	$l_{кв}$, %	$\varepsilon_{лин}$, %	l_0, %				
метр 100 мм, масса 0,37 кг)										
—	—	—	0,3	—	—	—	—	—	—	2,5
метр 65 мм, масса 0,17 кг)										
1 кл. ±0,1; 2 кл. ±0,2	1 кл. ±2,5; 2 кл. ±5,0	1 кл. 0,1; 2 кл. 0,2	1 кл. 0,14; 2 кл. 0,21	—	—	—	—	3,0	—	—
				1 кл. 0 28; 2 кл. 0,56	—	—	—	3,0		—
					—	—	—	3,0	—	—
метр 32 мм, масса 0,045 кг)										
—	—	—	—	—	—	—	—	10,0	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	10,0	—	—
—	—	—	—	—	—	—	—	10,0	—	—

Таблица 3.5. **Многопо**

Обозначение	Назначение	U, В		$Z_{0,1}$, Ом	K
		номинальное	рабочий диапазон		
				Тип ВТП-4 (наружный диа	
ВТП-4Д	ВТПД-Д	12	0—12	92	2,6
ВТП-4П	ВТПД-П	40	0—40	800	1,2
				Тип ДСПУ (наружный диа	
ДСПУ-128	ВТПД-Д	12	0—12	63	0,0021
				Тип СКТ (наружный диа	
СКТ-6465Д	ВТПД-Д	36	34—38	212	0,24
СКТ-6465П	ВТПД-П	36	34—38	720	0,17
СКТ2-6465Д	ВТПД-Д	36	32,4—37,8	190	0,24
СКТ2-6465П	ВТПД-П	36	32,4—37,8	720	0,17

Таблица 3.6. **Двухот**

Обозначение	Назначение	U, В		Z_{01}, Ом	K	Электрическая редукция
		номинальное	рабочий диапазон			
				Тип ВТ-100 (наружный диа		
ВТ-100Т0	ВТДП-Д СКВТ	6	0—6	52	0,125	32
ВТ-100Г0	ВТДП-Д СКВТ	6	0—6	500	0,56	1
				Тип ВТ-71 (наружный диа		
ВТ-71Т0	ВТДП-Д СКВТ	6	0—6	98	0,162	16
ВТ-71Г0	ВТДП-Д СКВТ	6	0—6	750	0,56	1
				Тип СКТД-6465 (наружный диа		
СКТД-6465ДТ0	ВТДП-Д СКВТ	36	34,2—39,6	144	0,22	32
СКТД-6465ДГ0	ВТДП-Д СКВТ	36	34,2—39,6	144	0,22	1
СКТД-6465ПТ0	ВТДП-Д СКВТ	36	34,2—39,6	600	0,22	32
СКТД-6465ПГ0	ВТДП-Д	36	34,2—39,6	600	1,11	1

ґюсные бескорпусные ВТ

Электрическая редукция	Δθ, угл. мин	Значения точностных параметров СКРТ по классам точности: ε, угл. мин	Δα, угл. мин	Δk, угл. мин	l_0, %	$l_{кв}$, %	$\Delta k_т$, %	$\Delta\alpha_т$, угл. мин
метр 100 мм, масса 0,5 кг)								
4	1 кл. ±0,3; 2 кл. ±0,5;	—	—	—	0,21	—	—	0,67
4	3 кл. ±1,0	—		—	0,06	—	—	0,67
метр 100 мм, масса 0,3 кг)								
128	1 кл. ±0,15; 2 кл. ±0,2; 3 кл. ±0,3	—	—	—	0,36	—	—	0,17
метр 65 мм, масса 0,18 кг)								
32	1 кл. ±1,0;	1,0	1 кл. ±0,5	2 кл. ±1,0	1 кл. 0,27;	—	20,0	—
32	2 кл. ±2,0	1,0			2 кл. 0,53	—	20,0	—
32	±0,5	1,0	±0,25	0,25	0,27	—	20,0	—
32	±0,5	1,0	±0,25	0,25	0,27	—	—	—

счетные бескорпусные ВТ

Δθ, угл. мин	Значения точностных параметров СКДТ по классам точности: ε	Δα, угл. мин	Δk, угл. мин	l_0, %	$l_{кв}$, %	$\Delta K_т$, %	$\Delta\alpha_т$, угл. мин
метр 100 мм, масса 0,4 кг)							
1 кл. ±0,3; 2 кл. ±0,5; 3 кл. ±1,0	—	—	—	0,40	—	—	0,2
±15	—	—	—	0,73	—	—	—
метр 71 мм, масса 0,3 кг)							
1 кл. ±0,5; 2 кл. ±1,0; 3 кл. ±2,0	—	—	—	0,19	—	—	0,2
±20	—	—	—	0,44	—	—	—
метр 65 мм, масса 0,3 кг)							
±2	1	±1	1	0,014	—	20	—
±15	0,2%	±5	5	0,35	1,67	4	—
±2	1	±1	1	0,014	—	20	—
±15	0,2%	±10	10	0,35	1,67	4	—

Таблица 3.7. **Бесконтактные**

Обозначение	U, В		f, кГц		I, А	K
	номинальное	рабочий диапазон	номинальная	рабочий диапазон		
БИФ-112	40	1—40	2	1,5—50	0,08	0,36
БИФ-114	40	1—40	4	4—25	0,1	0,36
БИФ-116	40	1—40	20	20—80	0,1	0,34
БИФ-118	40	1—40	80	40—120	0,1	0,34
БИФ-019	15	1—15	150	80—350	0,09	0,79

В табл. 3.2—3.7 используются следующие условные обозначения:

ВТ — вращающийся трансформатор

СКВТ — синусно-косинусный вращающийся трансформатор

ЛВТ— линейный вращающийся трансформатор

ВТДП—Д — вращающийся трансформатор для дистанционных передач — датчик

ВТДП—П — вращающийся трансформатор для дистанционных передач — приемник

ТО — точный отсчет

ГО — грубый отсчет

U — напряжение возбуждения

Z_{01} — полное входное сопротивление холостого хода

I — потребляемый ток

K — коэффициент трансформации

$K_{нс}$ — коэффициент несинусоидальности формы кривой выходного напряжения

$\Delta\theta$ — погрешность следования трансформаторной дистанционной передачи

ε — погрешность отображения синусной зависимости

ε_{min} — погрешность отображения линейной зависимости

$\Delta\alpha$ — асимметрия нулевых положений ротора

Δk — неравенство коэффициентов трансформации

l_0 — остаточная ЭДС

$l_{кв}$ — ЭДС квадратурной обмотки

Δk_U — изменение коэффициента трансформации при изменении напряжения возбуждения

$\Delta k_т$ — изменение коэффициента трансформации при изменении температуры среды

$\Delta\alpha_U$ — изменение нулевого положения ротора при изменении напряжения возбуждения

$\Delta\alpha_т$ — изменение нулевого положения ротора при изменении температуры среды

$\Delta\varphi$ — фазовая погрешность

$\Delta\varphi_U$ — изменение фазовой погрешности при изменении напряжения возбуждения

$\Delta\varphi_т$ — изменение фазовой погрешности при изменении температуры среды

$K_{нс}$, %	$\Delta\varphi_U$, угл. мин	$\Delta\varphi$, угл. мин	$\Delta\varphi_т$, угл. мин	$d_к$, мм	Масса, кг
2	1 кл. ±15; 2 кл. ±30; 3 кл. ±60	—	30	40	0,25
2		—	22	40	0,25
2		—	15	40	0,25
2		—	15	40	0,25
2	±30	15	15	25	0,066

3.4. РАСТРОВЫЕ ЭПП

3.4.1. ЭПП с нониусным сопряжением

Как известно, различные типы растровых сопряжений (муаровых, нониусных и т. д.) нашли широкое применение не только в оптике, но и, в частности, в фотоэлектрических датчиках перемещения [1, 3, 6, 8—10, 14, 24]. Использование сопряжений зубцовых растров в ЭПП позволяет создавать конструкции первичных преобразователей перемещений, обладающие рядом преимуществ перед другими типами электромагнитных преобразователей. К таким преимуществам относятся прежде всего простота и технологичность электромеханической части, высокая точность, надежность и быстродействие. При этом возможность использования средств порошковой металлургии и интегральной технологии открывает перспективы серийного освоения ЭПП такого типа в различных областях науки и техники.

Среди известных растровых ЭПП наибольшее применение находят преобразователи с нониусными и комбинационными (муаровыми) сопряжениями растров. Рассмотрим кратко оба типа этих ЭПП.

В общем случае, как было показано в предыдущей главе, нониусное сопряжение — это совокупность двух шкал с различной ценой деления, одна из которых смещается относительно другой в процессе измерения. Эффективность нониусных шкал обусловлена тем, что дискретность преобразования определяется не ценой деления шкал, а их нониусным соотношением

$$a_н = a_0\gamma \pm C,$$

где C — значение дискретности нониуса; γ — модуль нониусной шкалы; a_0 — цена деления опорной шкалы; $a_н$ — цена деления нониусной шкалы.

Модуль нониусной шкалы определяет длину шкалы, показывая, через какое целое число делений опорной шкалы размещено следующее после первого деление нониусной шкалы. Величина дискретности C имеет положительное значение, если $a_н > a_0$, и отрицательное, если $a_н < a_0$, при этом модуль для обоих случаев равен единице.

В качестве примера рассмотрим принцип действия ЭПП с нониусным сопряжением подвижных элементов [а, с, 664187 (СССР)], представленного на рис. 3.14. Он состоит из П-образного магнитопровода *2*, на основании которого расположены входная *1* и выходная *8* обмотки. На внутренней поверхности

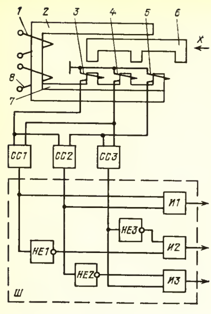


Рис. 3.14

одиого нз стержией магнитопровода закреплен зубчатый сердечник *7* с дополительными выходными обмоткамл *3—5*. На виутреиней поверхностн другого стержия магнитопровода установлен перемещающийся зубчатый якорь *6*. Зубцы якоря *6* находятся в ионнусном соотиошеиин с зубцами сердечиика *7*, которое для определенности выбрано равным 4/3. Обмотки *3*, *4*, *5* соединеиы с элементами сравнения *СС1*, *СС2*, *СС3*, выходы которых подключеиы к шифратору *Ш*, содержащему элемеиты НЕ1, НЕ2, НЕ3 и И1, И2, И3, на выходах которых формируется позицнонный код перемещеиия.

Предположим, что перемещеиия *X* кодируются, иачииая с положеиия якоря *6*, который перемещается в иаправлеиин, указаиином стрелкой. В этом случае элемент *СС1* производнт сравнение значений выходиых сигналов обмоток *3* и *4*, а *СС2* — зиачеиий выходных сигналов обмоток *3* и *5*. В случае превышеиия каждого первого из названиых снгналов над вторым выходной сигнал соответствующего CC_i прииимает зиаченне логической 1. Для случая, приведенного иа рнс. 3.14, на выходах *СС1* н *СС2* устанавливается 1, а на выходе *СС3* — 0.

Прн перемещеиин якоря *6* его среднні зубец приближается к среднему зубцу ссрдечиика *7*. Как только уровень сигнала в обмотке *4* превысит уровень сигнала в обмотке *3*, на выходе *СС1* устанавливается 0. При превышеиии сигнала с обмоткн *5* над сигналом с обмотки *3* иа выходе *СС2* также устаиовится 0.

Из выходных сигиалов CC_i шифратор *Ш* формирует код преобразователя, который соответствующим образом изменяется при перемещеиии якоря *6* относительно сердечника *7*. В положении якоря, приведениом на рисуике, выходиой код равен 001 (сиизу вверх).

При дальнейшем перемещеиии якоря *6* и увелнчеиии выходного сигиала обмотки *4*, когда средний зубец якоря *6* иаходится протнв среднего зубца сердечника *7*, выходной код преобразователя прннимает значение 010. В положении якоря *6*, при котором его зубец устаиавливается против неподвижиого зубца с обмоткой *5*, выходной код преобразователя принимает значение 100. При перемещении якоря *6* только однн нз элемеитов CC_i измеияет свое состояние, чем обеспечивается одиозначность отсчета в любом положеиии якоря *6*.

С обмотки 8 при перемещеиии якоря *6* снимаются сигналы, амплитуды которых достнгают максимума, когда один нз зубцов якоря устанавливается против какого-лнбо зубца сердечника *7*, т. е. когда сопротнвление магнитиой цепн преобразователя достигает минимальных значеиий. Это соответствует съему число-импульсного кода.

3.4.2. ЭПП с комбинационным сопряжением

При комбинационном (или муаровом) сопряжении растров (см. гл. 2) деления шкалы формируются не точками и отметками, а комбинационной полосой, сформированной из совокупности таких точек. Эта особенность позволяет снизить требования к точности изготовления шкалы, так как происходит осреднение при ее формировании.

Используя указанную особенность комбинационных шкал, можно создавать конструкции ЭПП, которые обладают высокой точностью, надежностью и технологичностью. Один из вариантов построения такого преобразователя представлен в [а. с. 769307 (СССР)]. На рис. 3.15 показан ЭПП с растровым комбинационным сопряжением зубцовых поверхностей, содержащий ферромагнитную подвижную зубчатую рейку *1* и неподвижное ферромагнитное зубчатое основание *2*, на которых зубцы *3* и *4* (рис. 3.16) расположены под одинаковыми углами противоположных знаков относительно направления их взаимного перемещения. В пазах, ориентированных вдоль направления относительного перемещения основания и рейки, уложены секции (попарно *5*—*8*, *6*—*9* и *7*—*10*) обмоток считывания, соединенных согласно последовательно. Секции *11* и *12* обмотки возбуждения соединены встречно последовательно, и каждая охватывает половину секций обмоток считывания.

Схема соединения секций обмоток возбуждения и считывания представлена на рис. 3.17. Преобразователь работает следующим образом. Магнитный поток,

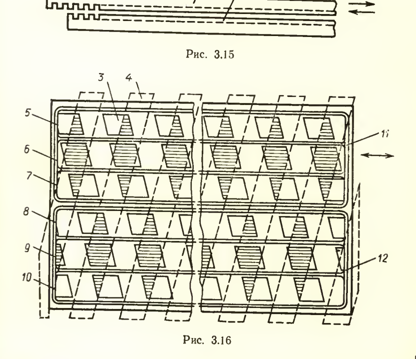


Рис. 3.15

Рис. 3.16

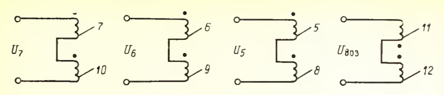
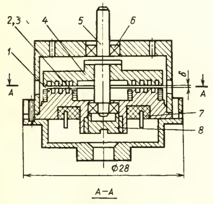


Рис. 3.17

создаваемый секциями *11* и *12* обмотки возбуждения, выходит из одной половины основания, пересекает зубчатую рейку *1* и входит во вторую половину основания *2* (см. рис. 3.15), наводя в секциях обмоток считывания ЭДС, зависящие от положения рейки относнтельно основания, так как при перемещении зубцов *3* (см. рис. 3.16) рейки *1* над зубцами *4* основания *2* из-за их встречного скоса образуются зоны повышенной магнитной проводимости (на рис. 3.16 показаны штриховкой), площадь которых зависит от относительного положения рейки и основания. В секциях обмоток считывания, охватывающих соответствующие зоны повышенной проводимости, наводятся ЭДС, модулированные по амплитуде в функции перемещения, так как полосы повышенной проводимости смещаются перпендикулярно относительно направления движения рейки.



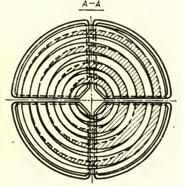


Рис. 3.18

Очевидно, что чем больше обмоток считывания, тем выше может быть разрешающая способность и чувствительность преобразователя.

Широкие возможности открываются при использовании кольцевых и спиральных растров в ЭПП. Созданные на их основе различные конструкции электромагнитных датчиков угловых перемещений позволяют использовать перспективные методы интегральной технологии и порошковой металлургии.

На рис. 3.18 изображен общий вид ЭПП с использованием спиральных растров, где показан характер сопряжения торцевых поверхностей статора и ротора. Преобразователь состоит из неподвижного статора *1*, на торцевой поверхности которого выполнены кольцевые проточки и прорезаны радиальные пазы с угловым шагом 90°, в которые уложены обмотки возбуждения *2* и считывания *3*, изготовленные в виде секторов. Ротор представляет собой ферромагнитный диск *4*, жестко закрепленный на оси *5*, вращающейся в подшипниках качения *6*. На торцевой поверхности диска по спирали Архимеда выпол-

нена проточка, ширина которой равна половине шага спирали. Зазор δ между статором и ротором регулируется при помощи поджимной гайки *7*. Выводы обмоток распаиваются на контактной колодке *8*. Расположение обмоток на неподвижном статоре позволило исключить необходимость в подвижных токопроводах, снижающих надежность конструкции.

Для создания максимального рабочего потока секции обмотки возбуждения соединены последовательно и встречно. Питание осуществляется переменным током частотой, зависящей от частотных характеристик материала статора и ротора.

Магнитный поток, развиваемый обмоткой возбуждения, замыкается через зубцовый зазор и наводит ЭДС в обмотках считывания. При повороте ротора происходит изменение проводимости участка рабочего зазора, охваченного соответствующей обмоткой считывания, за счет изменения площади зон повышенной проводимости, т. е. зон, в которых зуб статора находится против зуба ротора. Изменение проводимости приводит к изменению ЭДС в обмотках считывания. Один период изменения выходного напряжения соответствует одному обороту ротора.

Количество обмоток может быть увеличено и выбирается в зависимости от требований к габаритным размерам, разрешающей способности, количеству проводов между первичным преобразователем и блоком электроники и т. п.

3.5. ТОКОВИХРЕВЫЕ ЭПП

Широкое распространение находят токовихревые ЭПП, принцип работы которых основан на эффекте электромагнитного экранирования. В них в качестве чувствительных элементов (ЧЭ) используются электромагнитные экраны, выполненные из материала с большой электрической проводимостью (например, из меди, реже алюминия). Особенностью датчиков с электромагнитным экранированием являются не только бесконтактность, но и лучшие по сравнению с низкочастотными ЭПП динамические характеристики, что объясняется малой массой подвижных ЧЭ и высокой частотой питания (от десятков килогерц до нескольких мегагерц). Кроме того, они имеют простую конструкцию и небольшие габаритные размеры, надежны в эксплуатации.

В индуктивных токовихревых ЭПП перемещение ЧЭ вызывает изменение величины наводимых в электромагнитном экране вихревых токов. Это в свою очередь приводит к изменению индуктивности устройства, которое может быть измерено известными методами, в том числе по изменению частоты управляемого электронного генератора, в резонансный контур которого включена обмотка ЭПП. Несомненным преимуществом обладают высокочастотные дифференциальные преобразователи, в которых пропорционально перемещению изменяется разность частот двух управляемых генераторов, в резонансный контур каждого из которых включена соответствующая обмотка ЭПП.

Трансформаторные токовихревые ЭПП в отличие от низкочастотных, работают на принципе размыкания высокочастотного электромагнитного поля. Однако для повышения чувствительности в них можно одновременно использовать размыкание и замыкание высокочастотного электромагнитного поля, выполняя ЧЭ из двух материалов, один из которых является экраном, а другой — проводником для высокочастотных магнитных потоков (например, сочетание медь—феррит).

Широкие возможности использования в гибких автоматизированных производствах, робототехнических и информационно-вычислительных комплексах, в прецизионных системах управления имеет новый класс совмещенных высокочастотных датчиков, в которых подвижные и неподвижные электромагнитные экраны одновременно являются обкладками конденсатора. Это приводит к повышению чувствительности и расширению функциональных возможностей устройства практически без увеличения его массы и габаритных размеров, так как даже необходимость введения в некоторых случаях электрически изолированных неподвижных обкладок конденсатора практически не оказывает влияния на эти параметры.

На рис. 3.19 приведена конструкция измерительного емкостно-индуктивного преобразователя [а. с. 464776 (СССР)].

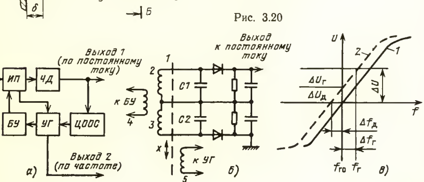
В зазоре δ между индуктивной катушкой *1* и электромагнитным экраном *2*, функции которого может выполнять и проводящее тело, помещена, примыкая к торцу катушки, неподвижная проводящая пластина *3*. Она состоит из двух одинаковых близко расположенных пластин *3′* и *3″*, соединенных электрически в центре. Перемещения экрана *2* обозначены *X*.

Преобразователь работает следующим образом. При перемещении подвижного экрана *2* относительно индуктивной катушки *1* ($X \neq 0$) изменяется зазор δ. В результате этого изменяются индуктивность катушки *1* (при уменьшении δ индуктивность уменьшается, а при увеличении δ увеличивается) и емкость между экраном *2* и пластинами *3* конденсатора (при уменьшении δ емкость увеличивается, а при увеличении δ уменьшается). Одновременные изменения индуктивности и емкости устройства могут быть измерены одной измерительной схемой, например мостовой, что позволяет получить более высокую чувствительность и меньшую погрешность линейности выходной характеристики устройства.

При конструировании емкостно-индуктивного преобразователя следует руководствоваться следующим. Известно, что плотность вихревых токов в сплошном электромагнитном экране имеет максимальное значение непосредственно

Рис. 3.19

Рис. 3.20



под катушкой возбуждения и падает вдоль радиуса по мере удаления от окружности ее среднего диаметра. Наличие прорезей в пластине *3* открывает путь замыкания основной части вихревых токов, проходящих по окружности среднего диаметра $D_к$ катушки *1*. Это приводит к резкому уменьшению вихревых токов, что уменьшает в значительной степени воздействие пластины *3* на параметры индуктивной катушки и позволяет заменить кольцевую пластину диском, размеры которого не ограничиваются размерами катушки и могут быть любыми. Последнее дает возможность за счет увеличения габаритных размеров неподвижной пластины до размеров индуктивной катушки более значительно повысить чувствительность емкостного преобразователя, а за счет обрыва пути замыкания вихревых токов увеличить чувствительность индуктивного преобразователя. При этом пластина *3* может состоять из нескольких частей, соединенных электрически в одной точке.

Высокочастотные измерительные преобразователи не только позволяют проектировать устройства с повышенной чувствительностью, но одновременно дают возможность иметь два выходных параметра, например один по постоянному току, а другой по частоте, что значительно повышает их технические характеристики и функциональные возможности. Пример такого устройства приведен на рис. 3.20 [а. с. 389391 (СССР)].

В устройстве, функциональная схема которого представлена на рис. 3.20,*а*, измерительный индуктивный преобразователь *ИП* соединен с управляемым генератором *УГ* высокой частоты через его частотно-задающую цепь с буферным усилителем *БУ* и частотным дискриминатором *ЧД*. Выход *ЧД* соединен через цепь отрицательной обратной связи ЦООС с частотно-стабилизирующей цепью генератора. Входной величиной устройства является перемещение электромагнитного экрана *1* (рис. 3.20,*б*), а выходными параметрами являются постоянное напряжение и частота.

Индуктивный преобразователь (рис. 3.20,*б*) имеет четыре неподвижные катушки возбуждения *2—5*, три из которых (*2*, *3* и *5*) создают высокочастотное магнитное поле в зазорах *ИП*, причем идентичные катушки *2* и *3* служат индуктивностями резонансных контуров *ЧД*, а катушка *5* входит в частотно-задающую цепь *УГ*. Катушка *4* индуктивно связана с катушками *2* и *3* и является нагрузкой *БУ*. Частотный дискриминатор настраивается емкостями *C1*, *C2*.

Устройство работает следующим образом. Когда электромагнитный экран находится в начальном положении ($X=0$, рис. 3.20,*б*), генератор работает на номинальной частоте $f_{г.о}$. На рис. 3.20,*в* представлены зависимости напряжения U постоянного тока от частоты, являющиеся характеристиками *ЧД*. Выходное напряжение частотного дискриминатора равно нулю, и *ЧД* имеет номинальную характеристику (линия *1* на рис. 3.20,*в*).

Отклонение электромагнитного экрана от начального положения вызывает изменение индуктивностей катушек возбуждения, и поскольку катушка *5* расположена с одной стороны экрана, а катушки *2* и *3* — с другой, в зависимости от направления перемещения экрана индуктивность катушки *5* уменьшается (увеличивается), а индуктивности катушек *2* и *3* увеличиваются (уменьшаются). Это вызывает увеличение (уменьшение) частоты $f_г$ генератора на $\Delta f_г$, уменьшение (увеличение) частоты настройки каждого резонансного контура *ЧД* на $\Delta f_д$ и соответственно смещение влево (вправо) характеристики (линия *2* на рис. 3.20,*в*) частотного дискриминатора. В результате на выходе *ЧД* возникает суммарное напряжение $\Delta U=\Delta U_д+\Delta U_г$, причем напряжение $\Delta U_д$ пропорцио-

нально $\Delta f_д$, а напряженне $\Delta U_г$ пропорцнонально $\Delta f_г$, т. е. в конечном нтоге пропорцнонально перемещенню X. Полярность выходного напряження завнснт от направлення перемещення X н изменяется на обратную прн переходе электромагннтного экрана через нулевое положенне.

Выходное напряженне *ЧД* воздействует на частоту *УГ* по цепн *ЦООС* (рнс. 3.20,*а*) по постоянному току через его частотно-стабнлнзнрующую цепь н стабнлнзнрует выходные параметры устройства.

Устройство (рнс. 3.20,*а*) нмеет два выхода: выход *1* — по постоянному току н выход *2* — по частоте. Это обстоятельство можно эффектнвно нспользовать прн построеннн ЭПП.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ЕМКОСТНЫЕ И МАГНИТОСТРИКЦИОННЫЕ ПЕРВИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

4.1. ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

Емкостные преобразователн основаны на завнснмостн емкостн конденсатора от размеров н взанмного расположення его обкладок. *По структуре построения* емкостные преобразователн можно разделнть на днфференцнальные н неднфференцнальные. Преобразователн второй группы нмеют подвнжную н неподвнжную обкладкн, разделенные воздушным зазором. Перемещенне подвнжной обкладкн прнводнт к нзмененню полезной площадн обкладок нлн воздушного зазора между ннмн. Днфференцнальные преобразователн содержат два конденсатора, емкостн которых нзменяются с разным знаком прн перемещеннн подвнжной обкладкн. Несмотря на некоторое усложненне конструкцнн такне схемы обладают более высокой чувствнтельностью н лннейностью характернстнкн, а также нмеют меньшую завнснмость точностн нзмереннй от нсточннка пнтання н нзменення влажностн н температуры окружающей среды [2, 32]. Структуры неднфференцнальных н днфференцнальных преобразователей н прннцнп нх действня аналогнчны рассмотренным схемам ФПП (см. гл. 2).

Емкость днфференцнального преобразователя, действне которого основано на нзмененнн зазора между параллельнымн обкладкамн, определяется выраженнем

$$C=\varepsilon S/\delta, \tag{4.1}$$

где C — емкость, ε — днэлектрнческая проннцаемость; S — полезная площадь обкладок; δ — зазор между ннмн. Емкостное сопротнвленне в этом случае

$$Z_C=-\frac{j}{\omega C}=-\frac{1,13j\delta}{\omega\varepsilon S}, \tag{4.2}$$

где ω — круговая частота пнтающего напряження переменного тока. Из сравнення (4.1) н (4.2) следует, что емкость преобразователя является нелннейной, а эквнвалентное сопротнвленне — лннейной функцней зазора δ между обкладкамн конденсатора преобразователя, а значнт, н нзмеряемого перемещення.

Различные варианты построення емкостных преобразователей перемещеннй,

работающих в соответствии с рассмотренными принципами действия, в достаточной степени просты, обладают известными достоинствами и недостатками, широко освещенными в многочисленной литературе [1—7, 32, 33], и в дальнейшем рассматриваться не будут.

Более широкое применение в устройствах автоматики и вычислительной техники благодаря своей высокой точности и стабильности, а также линейности выходной характеристики находят фазовые емкостные преобразователи перемещений или, иначе, емкостные фазовращатели (ЕФВ).

Конструктивно ЕФВ состоят из электромеханического узла, воспринимающего и преобразующего входное перемещение, и электронной схемы. Электромеханический узел ЕФВ представляет собой совокупность как минимум двух или, в общем случае, n одинаковых электростатических генераторов (модуляторных звеньев), роторы которых конструктивно объединены между собой. В каждом электростатическом генераторе на смежных, обращенных друг к другу поверхностях соосных цилиндров нарезано одинаковое число зубцов и впадин (могут чередоваться электропроводные участки и участки из диэлектрика) [33, 32]. Ротор и статор каждого генератора разделены воздушным промежутком и образуют конденсатор, емкость которого зависит от взаимного расположения зубцов. При перемещении ротора происходит периодическое изменение емкости преобразователя (по закону амплитудной модуляции перемещением).

Амплитуда этих изменений составляет, как правило, несколько пикофарад ($C_m=10\div20$ пФ). Для преобразования модуляции емкости в электрическое напряжение ротор электрически соединен с корпусом преобразователя, а к статору через резистор подведено постоянное напряжение. Такого рода система и представляет собой электростатический генератор.

Генератор, статор которого неподвижен, служит для формирования сигнала опорной фазы. При повороте подвижного статора на некоторый угол относительно неподвижного происходит сдвиг фазы напряжения. Пространственный сдвиг фаз статоров отражается в фазовом сдвиге двух или нескольких синусоидальных напряжений [2, 4, 32, 33].

Конструктивно ЕФВ может быть выполнен не только цилиндрическим, но и плоским. В плоском преобразователе пластины статора расположены в одной плоскости. Число их и соединение аналогичны цилиндрическому. Ротор выполнен в виде фигурной пластины и расположен соосно и параллельно статору. Профиль ротора выполняется фигурным для соблюдения закона изменения емкости.

В зависимости от числа фаз питания различают ЕФВ с многофазным и однофазным питанием.

Одним из вариантов построения ЕФВ с многофазным питанием является представленная на рис. 4.1 схема ЕФВ с трехфазным питанием, где первичный преобразователь подключается непосредственно к источнику питания.

Сигнал от источника питания *ГНЧ* поступает на фазорасщепитель *ФРН*, с выхода которого снимаются три напряжения вида (2.3). Эти напряжения подаются на роторные пластины.

Емкости между пластинами статора и ротора преобразователя определя-

Рис. 4.1

ются выражениями, аналогичными (2.2), т. е.

$$C_i = C_0 \left\{ 1 + m_0 \sin \left[\theta + \frac{2\pi}{3} (i - 1) \right] \right\}.$$

Выходное напряжение преобразователя после несложных преобразований нетрудно привести к виду

$$U_{вых} = \frac{3}{\sqrt{2}} \frac{\omega C_m R_н \cos(\omega t + \psi - \theta)}{\sqrt{9\omega^2 C_0^2 R_н^2 + 1}},$$

где $C_m = m \ C_c$; $\psi = \text{arcctg} \ (3\omega C_0 R_н)$.

Следовательно, амплитуда выходного сигнала преобразователя постоянна, а фаза линейно зависит от перемещения θ.

Нетрудно видеть, что с учетом изложенного можно построить достаточное количество вариантов ЕФВ, структурные схемы которых будут аналогичны приведенным в гл. 2.

Для повышения точности преобразования ЕФВ вводится электрическая редукция. Существует два способа ее получения: путем увеличения количества пластин статора и соответственно числа периодов синусоиды ротора и путем увеличения только числа периодов синусоиды ротора.

При первом способе число пластин статора берут таким, чтобы его отношение к числу периодов синусоиды ротора было кратным 3/2 или 3, если объединить пластины в группы. Электрическая редукция определяется как

$$n_р = 2\pi / \theta_{max}, \tag{4.3}$$

исходя из условия, что при заданном максимальном угле поворота ротора θ_{max} электрический угол не должен превышать 2π. Это условие следует из необходимости обеспечения синхронизма работы ЕФВ. Так, если задано $\theta_{max} = 30°$, то $n_р = 6$ и ротор должен содержать шесть периодов синусоиды, а статор должен иметь девять пластин, соединенных в три группы по три пластины.

Применение второго способа повышает редукцию только в 2 раза, так как дальнейшее увеличение числа периодов синусоиды ротора приводит к уменьшению амплитуды выходного сигнала. При этом надо помнить, что для трехфазных ЕФВ число периодов синусоиды ротора не должно быть кратным трем, поскольку иначе ротор становится симметричным статору и выходной сигнал будет равен нулю.

Применяя первый способ, например, для трехфазной схемы ЕФВ (см. рис. 4.1), получим выходной сигнал вида

$$U_{вых} = \frac{1{,}5 U_m C_m R_н \omega}{\sqrt{9 C_0^2 R_н^2 \omega^2 + 1}} \cos(\omega t + \psi - n\theta),$$

т. е. фаза выходного напряжения линейно зависит от угла поворота ротора, увеличенного в n раз, причем электрическая редукция может достигать нескольких десятков. Но следует помнить, что увеличение электрической редукции приводит к снижению предела изменения углового перемещения θ и, следовательно, такой ЕФВ может использоваться для преобразования небольших угловых перемещений или как точный отсчет в многоотсчетных преобразователях.

4.2. МАГНИТОСТРИКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

К одному из перспективных направлений относится ультразвуковой метод преобразования, основанный на представлении перемещений временным интервалом, образованным переменной задержкой упругих колебаний в магнитострикционном акустическом волноводе.

Суть ультразвукового метода позволяет отнести реализованные на его основе магнитострикционные преобразователи перемещений к устройствам циклического типа, поскольку в каждом цикле на первом этапе преобразования осуществляется отождествление входной угловой или линейной величины временным интервалом, который на втором этапе отображают требуемым цифровым или аналоговым эквивалентом.

Одним из основных узлов любого магнитострикционного преобразователя, существенно влияющих на его параметры, является магнитострикционный первичный преобразователь перемещений (МПП). Рассмотрим более подробно его характеристики.

МПП является параметрическим устройством, где величине перемещения соответствует эквивалентное значение параметра — положение электрического сигнала на временной оси. При этом электрическому сигналу отводится роль несущего колебания.

Основой построения МПП служит акустическая система (рис. 4.2,*а*), главными элементами которой являются входной *2* и выходной *3* электроакустические преобразователи (ЭАП), связанные общим акустическим волноводом *1*. Совокупность перечисленных элементов образует ультразвуковой тракт (УТ),

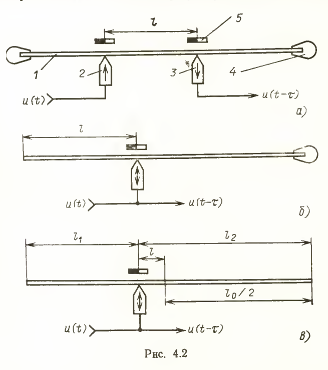


Рис. 4.2

который служит каналом передачи несущего сигнала датчика. Под действием перемещения несущий сигнал появляется на выходе УТ с временной задержкой

$$\tau = pL/C, \tag{4.4}$$

где L — обобщенное (угловое, линейное) перемещение; p — коэффициент чувствительности, определяемый способом образования временного интервала; C — скорость распространения акустического сигнала по волноводу.

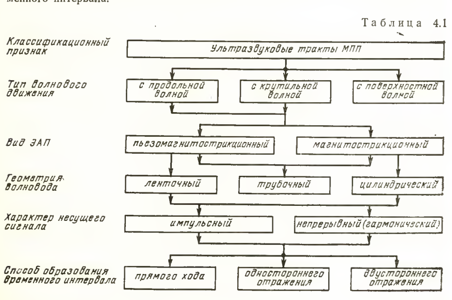
Так как формула (4.4) устанавливает количественную связь между входной и выходной величинами МПП, то она выражает его функцию преобразования. При постоянстве скорости распространения ультразвуковых колебаний по волноводу функция преобразования является линейной зависимостью, что соответствует функциональному требованию, предъявляемому к большинству измерительных преобразователей. При этом коэффициент преобразования $q = \tau/L$ не зависит от величины перемещения и определяет чувствительность МПП, выраженную в микросекундах на миллиметр или в наносекундах на микрометр, в виде

$$S = d\tau/dL = p/C.$$

Кроме основных элементов (преобразователей и волновода) в состав УТ включены (рис. 4.2,*а*): демпферы *4*, осуществляющие рассеяние энергии акустической волны на краях волновода и препятствующие отражению от его торцевой поверхности, и постоянные магниты *5*, которые создают подмагничивание области волновода в зоне входного и выходного ЭАП для повышения эффективности магнитомеханического преобразования.

Организовать канал передачи несущего сигнала МПП можно различными путями, для систематизации которых проведена классификация (табл. 4.1), где в качестве признаков приняты: тип волнового движения, вид ЭАП, характер несущего сигнала, геометрия волновода, способ образования первичного временного интервала.

Таблица 4.1



В зависимости от используемого в качестве переносчика несущего сигнала *типа волнового движения* возможны УТ на объемных и поверхностных акустических волнах (ПАВ). Широко используемые при построении различных устройств обработки и преобразования информации ПАВ пока не нашли своего воплощения в измерительных преобразователях перемещений, так как ПАВ практически не допускают бесконтактного возбуждения и считывания ультразвуковых колебаний (затухание порядка 80 дБ), т. е. не позволяют построить механически плавно регулируемую линию задержки, служащую основой МПП.

В отличие от ПАВ возбуждение и считывание объемных волн — продольных, крутильных (сдвиговых) — возможно при наличии воздушного зазора между волноводом и ЭАП, что делает их использование в тракте МПП предпочтительным. Среди объемных наибольшее распространение получили продольные волны, которые несмотря на подверженность частотной дисперсии скорости распространения обеспечивают высокую технологичность и простоту конструктивных построений МПП.

Возможные типы ЭАП позволяют создать пьезомагнитострикционный и магнитострикционный УТ. В первом случае используется сочетание двух типов ЭАП — пьезоэлектрического и магнитострикционного, во втором — только магнитострикционного. Оба тракта являются базовыми для МПП.

Несущий сигнал МПП может быть двух видов: импульсным (видеоимпульсным и радиоимпульсным) и непрерывным. С точки зрения эффективности представления перемещений в виде кода целесообразнее применение импульсного несущего сигнала.

По геометрии волновода различают: ленточный, цилиндрический, трубчатый УТ. Ленточный рекомендуется в том случае, когда условиями эксплуатации определен металлический волновод, а в качестве одного ЭАП используется пьезоэлектрический. Цилиндрический стержневой профиль обеспечивает высокие массогабаритные показатели и наиболее приемлем при изготовлении волновода из магнитодиэлектрика. Трубчатый волновод позволяет возбудить крутильные колебания, но его изготовление сопровождается существенными технологическими трудностями.

В зависимости от способа образования первичного временного интервала основными структурами УТ являются: МПП прямого хода (рис. 4.2,*а*) [а. с. 359681, 385305 (СССР)], одностороннего (рис. 4.2,*б*) [85] и двустороннего отражения (рис. 4.2,*в*).

Если с входным механическим звеном, задающим исходное перемещение, связан один из ЭАП, то при наличии перемещений будет изменяться длина пути распространения упругих колебаний и соответственно изменится временная задержка τ. В этом случае функция преобразования описывается выражением (4.4), где значение коэффициента $p=1$ и имеет вид, изображенный на рис. 4.3 (прямая *1*). Недостатком данной структуры является необходимость применения токосъемника в цепи, связывающей датчик с электронной схемой, что усложняет конструкцию преобразователя и снижает ее надежность в целом.

В основу другого пути построения МПП (рис. 4.2,*б*) положено свойство упругих колебаний отражаться от свободной торцевой поверхности волновода практически без потерь. Если при этом функции входного и выходного ЭАП объединить в одной магнитной головке (МГ), а подвижным, связанным с источником перемещений, выполнить акустический волновод, то отпадает необходимость в токосъемнике, поскольку волновод не требует питания электрическим

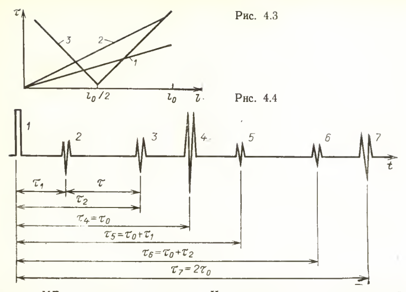


Рис. 4.3

Рнс. 4.4

током, а МГ установлена неподвижно. Чувствительность рассматриваемой схемы увеличена в 2 раза, поскольку путь, который проходит акустическнй импульс от зоны возбуждення (магнитной головки) до торцевой поверхности и обратно, вдвое больше пути пробега импульса УТ датчика прямого хода при равном для обеих схем перемещении. Следовательно, в выражении функции преобразования УТ коэффициент чувствительности принимает значение $p=2$; графнк этой завнсимости изображен на рнс. 4.3 (прямая *2*).

Несмотря на очевидные преимущества МПП одностороннего отражения широкого использования не нашел в связи с необходимостью выполнения сложной технологической операции — демпфирования конца волновода.

Свободным от данного недостатка является МПП двустороннего отражения, у которого акустическое демпфирование полностью нсключено и волновод содержит две отражающие поверхности (рис. 4.2,*в*). В этом случае упругая волна, распространяясь в обе стороны от места вобдуждения, совершает многократные отраження от свободных концов волновода, вызывая на выходе ЭАП последовательность импульсов считывания (рис. 4.4). Его функция преобразовання содержит коэффициент $p=4$ и выражается прямой *3* на рис. 4.3.

Сравнивая функции преобразования трех рассмотренных структур УТ, можно отметить, что МПП двустороннего отражения обеспечивает высокую чувствительность, технологичность н простоту технической реализации, что позволяет рекомендовать его в качестве базовой структуры МПП даже несмотря на сужение диапазона преобразования, вызванное неоднозначностью отображения считываемым сигналом одной из двух рабочих зон. Последняя неопределенность легко устраняется введением дополнительной магнитной головки.

Из многообразия возможных вариантов построения УТ (табл. 4.1) к настоящему времени в качестве основы для МПП наибольшее распространение получили: пьезомагнитострикционный, импульсный, ленточный УТ прямого хода на продольных волнах и магнитострикционный, импульсный, цилиндрический УТ одно- и двустороннего отражений на продольных волнах.

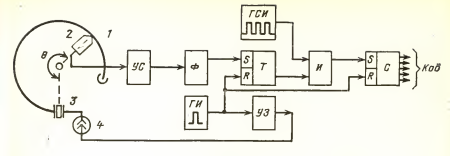


Рис. 4.5

Если базовыми структурами аналоговой стадии преобразования перемещений приняты пьезомагнитострикционный (ПМУТ) и магнитострикционный (УМТ) ультразвуковые тракты, то построение аналого-цифровой части схемы МПП можно осуществить на принципах однократного или многократного отсчета.

В схеме однократного отсчета (рис. 4.5) использован алгоритм АЦП последовательного счета, согласно которому преобразование первичного временного интервала в цифровой код осуществляется путем подсчета счетчиком *С* числа импульсов эталонной последовательности генератора счетных импульсов ГСИ, пропущенных через элемент *И* за время τ. Управляет элементом *И* триггер *Т*, запуск которого производится импульсом генератора *ГИ*, задающим периодичность циклов преобразования, а срыв — сформированным формирователем *Ф* и усиленным усилителем считывания *УС* импульсом, считываемым магнитной головкой *2* с магнитострикционного волновода *1*. Цепь генератора *ГИ*— усилитель записи *УЗ* — токосъемник *4* — пьезокерамический преобразователь *3* служит для возбуждения очередного акустического импульса в волноводе *1*. Количество импульсов, поступивших с выхода элемента *И* на счетчик *С* и зафиксированных им в виде кода, с точностью до погрешности квантования определяет значение входной угловой величины θ.

Рассмотрим работу МПП многократного отсчета по схеме, представленной на рис. 4.6. Задержанный на время τ по отношению к импульсу генератора *ГИ*, импульс с выхода магнитной головки *2* усиливается усилителем считывания *УС* и нормируется по длительности формирователем *Ф*. Затем через элементы *И1* и *ИЛИ* этот импульс проходит на схему усилителя записи *УЗ* для возбуждения

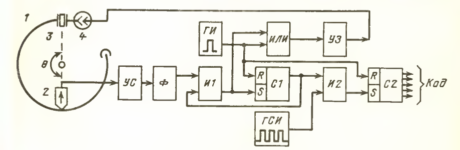


Рис. 4.6

очередного акустического импульса в волноводе *1*. В результате по цепи усилитель записи *УЗ* — токосъемник *4* — пьезокерамический преобразователь *3* — волновод *1* — магнитная головка *2* — усилитель считывания *УС* — формирователь *Ф* — элемент *И1* — элемент *ИЛИ* — усилитель записи *УЗ* при условии, что элемент *И1* открыт, будут циркулировать импульсы с периодом повторения, пропорциональным перемещению θ. Состоянием элемента *И1* управляет последний разряд счетчика *С1*, который принимает разрешенное положение под действием начального импульса цикла преобразования с генератора *ГИ*. Когда количество циркулирующих импульсов достигнет числа *К*, равного принятому коэффициенту пересчета счетчика *С1*, с его последнего разряда к элементу *И1* приложится запирающий потенциал и цепь циркуляции разорвется. Отрезок времени, в течение которого последний разряд счетчика *С1* находился в «разрешенном» состоянии, больше первичного времени интервала τ в k раз. Расширенный временной интервал управляет работой элемента *И2*, через который на вход выходного счетчика *С2* проходят счетные импульсы генератора *ГСИ*.

В сравнении с методом однократного отсчета при одинаковом с ним шаге квантования относительная погрешность квантования в данном случае будет снижена в k раз, т. е. равна

$$\delta \approx 1/N_{\text{сч}} = t_{\text{кв}}/k\tau.$$

Кроме уменьшения погрешности квантования метод многократного отсчета обеспечивает снижение в $\sqrt{k}$ раз случайной составляющей погрешности фиксации временного положения импульса считывания. Это справедливо при условии, что интервал корреляции помехи, вызывающей флуктуацию момента фиксации импульса считывания УМТ, меньше периода повторения импульсов циркуляции. Требуемое условие не всегда выполнимо, особенно в случае преобразования малых перемещений, когда период циркуляции минимален.

Конкретные технические характеристики некоторых реализаций МПП представлены в табл. 4.2, где приняты следующие сокращения: ПМПП—МПП на основе пьезомагнитострикционного тракта, МПП-0 — на основе однократного отражения, МПП-20 — на основе двустороннего отражения.

Таблица 4.2

Параметры	Угловые МПП				Линейные МПП		
	ПМПП	МПП—0	МПП—20	МПП—20 (хикро)	ПМПП	МПП—20	МПП—20 (микро)
Диапазон перемещений	180°	240°	125°	13°	80 мм	30 мм	3 мм
Информационная емкость	2700	580	1210	520	4000	1200	500
Достоверность кода	0,66	0,71	0,51	0,76	0,56	0,51	0,76
Шаг квантования	4 угл. мин	30 угл. мин	6 угл. мин	1,5 угл. мин	20 мкм	25 мкм	6 мкм
Относительная погрешность, %	0,037	0,17	0,08	0,2	0,025	0,08	0,2
Длительность цикла измерения, мкс	40	25	25	15	30	25	15
Габаритные размеры МПП, мм	90×25	32×14	32×10	32×10	100×30××10	80×5×5	40×5×5
Масса МПП, г	300	35	15	15	140	20	10

Часть вторая

ФАЗОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ФАЗА — КОД ПРЯМОГО ИЗМЕРЕНИЯ

5.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ФАЗОВЫХ ЦПП

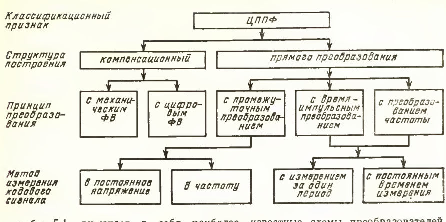
Как известно, все цифровые преобразователи перемещений (ЦПП) можно разделить *на три основные группы: с непосредственным преобразованием линейного (или углового) перемещения в код, с косвенным преобразованием и с комбинированным преобразованием* [1, 5, 7, 22, 23, 36, 42, 43].

В ЦПП первой группы операции преобразования подвергается само механическое перемещение. В преобразователях второй группы измеряемое перемещение сначала представляется в виде удобного аналогового параметра, а затем преобразуется в цифровой эквивалент. Третья группа (промежуточный вариант) — это сочетание первых двух.

Остановимся более подробно на второй группе ЦПП с промежуточным преобразованием в аналоговый параметр, т. е. на преобразователях типа перемещение — параметр — код, которые обладают линейной характеристикой управления, высокой разрешающей способностью и достаточным быстродействием и надежностью [1, 3, 5, 7, 11, 17, 22, 23, 28, 32, 42, 49, 52, 54, 61, 64, 80]. Основными перспективными промежуточными параметрами в этих ЦПП являются фаза и амплитуда переменного напряжения. Высокая помехоустойчивость фазового параметра [7, 11, 13, 17, 23, 36, 42] является положительным фактором при значительном (несколько десятков метров) удалении первичного преобразователя на контролируемом объекте от отсчетной части (электронной схемы). Кроме того, фазовые измерительные системы в настоящее время обладают наиболее высокой точностью [17, 42]. К достоинствам ЦПП с промежуточным преобразованием в фазовый сдвиг относятся: простота осуществления многоканального преобразования и соединения первичного преобразователя перемещений с электронной схемой; высокий уровень унификации и технологичности; возможность изготовления в условиях неспециализированных предприятий из серийно выпускаемых деталей.

В практике построения ЦПП фазового типа большое значение имеет второй этап преобразования фаза — код, который в значительной степени влияет на точность всего преобразования ЦПП в целом. Существующие преобразователи фаза — код (ПФК) кроме отмеченного уже использования в составе фазовых ЦПП имеют и самостоятельное значение. Они применяются в информационно-измерительной технике, например при измерении и контроле фазы (цифровые фазометры), в системах автоматического и программного управления в качестве датчиков обратной связи и т. д. Преобразователи фаза — код классифицируются по различным признакам [5, 17, 22, 23, 31, 36, 42], основными из которых можно считать следующие: структуру построения, принцип преобразования и метод измерения кодового сигнала. Классификационная схема, представленная

Таблица 5.1



в табл. 5.1, включает в себя наиболее известные схемы преобразователей фаза — код.

По структуре построения преобразователи фаза — код разделяются на ПФК прямого преобразования и компенсационные. Последние основаны на уравновешивании фазового сдвига (или напряжения, пропорционального фазовому сдвигу) и относятся, как правило, к схемам следящего типа, обладающим высокой помехоустойчивостью и точностью. К недостаткам ПФК компенсационного типа относятся наличие динамической погрешности и определенная сложность практической реализации схемы [11, 17, 22, 36, 60]. Более подробно преобразователи этого класса будут рассмотрены в следующей главе.

ПФК прямого измерения относятся к преобразователям циклического типа и могут быть разделены на три основные группы: *с промежуточным преобразованием в напряжение* (или частоту), *с времяимпульсным преобразованием* и *с преобразованием частоты*.

Среди преобразователей фаза — код ПФК прямого измерения нашли наиболее широкое применение, так как при достаточно высокой точности они обладают в общем случае более простой для практической реализации схемой по сравнению с ПФК компенсационного типа. Рассмотрим более подробно каждую из трех групп ПФК прямого преобразования.

5.2. ПФК С ВРЕМЯИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Преобразователи такого типа строятся обычно по схеме фазовый сдвиг — временной интервал — код. В настоящее время они нашли наиболее широкое применение вследствие простоты осуществления преобразования, а также высокой точности как преобразования фаза — временной интервал, так и последующего преобразования интервала времени в код [5, 7, 11, 17, 26, 36].

Известны две основные группы таких преобразователей: ПФК с измерением мгновенного значения фазы, в основе которых лежит усреднение интервала времени между переходами исследуемых напряжений через нуль с последующим или одновременным определением фазового сдвига между этими напряжениями, и ПФК с постоянным временем измерения (интегрирующие ПФК), осуществляющие измерения усредненного значения фазового сдвига за несколько периодов исследуемого напряжения.

5.2.1. ПФК на основе измерения мгновенного значения фазы

Одна из наиболее простых схем такого ПФК представлена на рис. 5.1 [5]. Выходное напряжение U_c фазовращателя *ФВ*, фаза которого пропорциональна перемещению θ, подается на нуль-орган *НО2*. Опорное напряжение $U_{оп}$ поступает на *НО1*. Нуль-органы *НО1* и *НО2* фиксируют моменты перехода напряжений $U_{оп}$ и U_c через нуль, например при переходе от положительной полуволны к отрицательной, и выдают короткие импульсы, поступающие на триггер *Т*. На выходе триггера формируется временной интервал, пропорциональный фазовому сдвигу между $U_{оп}$ и U_c. Преобразование временного интервала в число импульсов производится генератором импульсов *ГИ* и схемой совпадений *И*. Число импульсов N, подсчитанных двоичным счетчиком *ДС*, связано с измеряемым перемещением θ выражением [5, 7]

$$N = \frac{\theta}{2\pi} \frac{f_{г.и}}{f_{оп}}, \qquad (5.1)$$

где $f_{оп}$, $f_{г.и}$ — соответственно частоты питающего напряжения *ФВ* и генератора *ГИ*.

Число разрядов параллельного двоичного кода a_n, a_{n-1}, ..., a_1, снимаемого с выхода *ДС*, определяется по известной формуле $n = \log_2 N_{кв}$, где $N_{кв}$ — число шагов квантования $\Delta\theta_x$, равное $360°/\Delta\theta$.

Отличительной особенностью рассмотренной схемы, как, впрочем, и любых схем ПФК с измерением мгновенного значения фазы, является то, что измерение перемещения θ преобразователя идет один раз за период питающего напряжения *ФВ*. Поэтому такие ПФК иногда носят название преобразователей с измерением за один период [36, 37].

Точность рассмотренной схемы ПФК зависит в основном от погрешности *ФВ* и преобразования временно́го интервала в код и обычно не превышает 10 двоичных разрядов. Способы уменьшения погрешностей *ФВ* были рассмотрены в гл. 1. Что же касается погрешностей преобразования фаза — временно́й интервал — код, то они зависят от многих причин и в частности во многом — от стабильности частоты питания $f_{оп}$ и частоты генератора заполняющих импульсов $f_{г.и}$. Из (5.1) следует, что при стабильности отношений этих частот погрешности преобразования не возникнет, однако изменение той или иной частоты на величину Δf при неизменности другой непосредственно приведет к погрешности измерения, т. е. к изменению числа подсчитанных импульсов на какую-то величину ΔN, и выражение (5.1) примет, например, вид

$$N + \Delta N = \frac{\theta}{2\pi} \frac{f_{г.и} + \Delta f_{г.и}}{f_{оп}}.$$

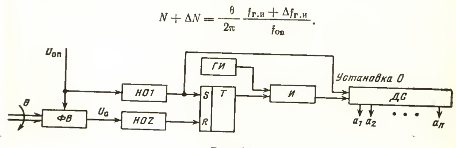


Рис. 5.1

Из последнего выражения видно, что погрешность преобразования линейно зависит от перемещения θ, поскольку

$$\Delta N = \frac{\theta}{2\pi} \frac{\Delta f_{г.и}}{f_{оп}}.$$

Очевидно, что стабилизация частот $f_{оп}$ и $f_{г.и}$ или их синхронизация приведет к уменьшению частотной погрешности. Однако если стабилизация высокой частоты $f_{г.и}$ не вызывает затруднений в практической реализации (например, использование кварцевых генераторов), то стабилизация частоты опорного напряжения, как правило, не превышающей 1—2 кГц, является более трудной задачей и в ряде случаев приводит к неоправданному усложнению схемы ПФК. Поэтому метод стабилизации частот в чистом виде не нашел широкого применения.

Чаще используется метод синхронизации частот, который позволяет повысить точность измерения перемещения в 2—3 раза при относительно небольшом усложнении схемы [3—5, 7, 11].

На рис. 5.2 приведен один из вариантов построения схемы ПФК с синхронизацией частот [7]. Отличие этой схемы от рассмотренной (см. рис. 5.1) заключается в том, что в ней питание *ФВ* осуществляется не от отдельного источника, а от делителя частоты *ДЧ*, на вход которого поступают сигналы с генератора *ГИ*. Низкочастотный фильтр *Ф* выделяет первую гармонику сигнала с *ДЧ* и, таким образом, на выходе фильтра образуется синусоидальное напряжение с частотой

$$f_{ф} = f_{г.и}/2^n, \tag{5.3}$$

где n — число разрядов счетчика.

Подставляя (5.3) в (5.1), получаем

$$N = \frac{\theta}{2\pi} 2^n, \tag{5.4}$$

и, следовательно, число импульсов, подсчитываемых счетчиком *ДС*, не зависит от нестабильности частот. Таким образом, частотная погрешность отсутствует.

Существует много модификаций приведенной схемы (рис. 5.2) с синхронизацией частот. Так, например, имеется ряд схем [7, 11, 22] ПФК, использующих делители частоты ДЧ не только по их прямому назначению, как в описанной схеме, но и одновременно в качестве двоичных счетчиков, формирующих временные маски различных кодов: n-разрядного параллельного двоичного кода, параллельного циклического кода Грея, V-кода (кода Баркера). При этом усложнение схемы преобразователя за счет введения ряда дополнительных дискретных элементов в определеиной степени компенсируется соответствующими преимущест-

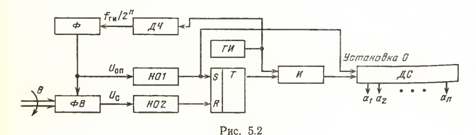


Рис. 5.2

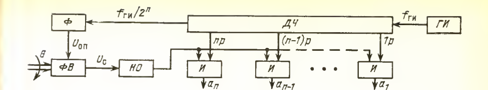


Рис. 5.3

вами применяемых способов считывания кода. Кроме того, такие схемы, и в частности схемы с использованием V-кода, удобны для применения в двухотсчетных преобразователях в качестве канала грубого отсчета, что будет показано в дальнейшем.

Для иллюстрации изложенного рассмотрим схему ПФК с синхронизацией частот, представленную на рис. 5.3 [11]. Синхронизация частоты здесь осуществляется аналогично тому, как в рассмотренной схеме рис. 5.2 по цепи *ГИ — ДЧ — Ф — ФВ*. Отличие заключается в том, что используется один *НО* вместо двух, а в качестве двоичного счетчика — сам делитель *ДЧ*, на выходах всех разрядов триггеров которого формируется маска временного n-разрядного параллельного двоичного кода. Выходы триггеров *ДЧ* подключены ко вторым входам схем совпадения *И*, на первые входы которых одновременно поступает сигнал с нуль-органа, несущий информацию о перемещении. Таким образом, с выходов схем совпадения *И* считывается двоичный код, пропорциональный перемещению θ. При этом назначение схем *И* аналогично назначению чувствительных элементов преобразователей считывания (ПС) с использованием кодовых масок или шкал. Такому съему информации присущи известные недостатки ПС с двоичными кодовыми масками.

Устранение погрешностей, обусловленных неоднозначностью считывания кода, можно обеспечить применением в качестве ДЧ счетчика, формирующего циклический код (код Грея) или V-код. Однако такое решение, повышая точность ПФК, одновременно приводит к усложнению схемы преобразователя за счет необходимости введения дополнительных узлов преобразования кода Грея или V-кода в двоичный код.

Примером построения схемы ПФК с повышенной чувствительностью может служить преобразователь, описанный в [а. с. 840994 (СССР)]. Схема такого ПФК с использованием фазовращателя с удвоенной чувствительностью по фазе и с синхронизацией частот представлена на рис. 5.4. Схема отличается от ПФК, приведенного на рис. 5.3, тем, что в ней используются два нуль-органа *НО1* и *НО2*, две группы схем совпадения *И* — для съема кода угла +θ и —θ и сумматор *СУ* на n разрядов. С помощью двух RC-цепочек с выхода *ФВ* снимаются два напряжения с фазовым сдвигом, равным 2θ, вида

$$U_1 = kU_m \sin(\omega t + \theta);$$

$$U_2 = kU_m \sin(\omega t - \theta),$$

которые поступают соответственно на *НО1* и *НО2*. Выходные импульсы нуль-органов в моменты перехода через нуль напряжений U_1 и U_2 поступают на первые входы схем совпадения соответствующих групп, на вторые входы которых подаются сигналы с выходов определенных разрядов делителя частоты *ДЧ*. Коды углов ±θ, считываемые через схемы совпадения *И*, алгебраически скла-

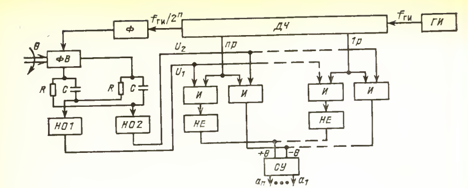


Рис. 5.4

дываются и делятся пополам сумматором *СУ*. При этом код угла $+\theta$ инвертируется элементами *НЕ*.

Для уменьшения частотной погрешности в схемах ПФК могут использоваться не только делители частоты, но и умножители частоты. Схема ПФК с умножением частоты [7] будет отличаться от схемы рис. 5.2 тем, что вместо генератора ГИ в ней будет содержаться умножитель частоты УЧ, подключенный к источнику питания. При этом частота сигнала на выходе умножителя

$$f_{у.ч} = 2^n f_{оп}.$$

Очевидно, что в этом случае число импульсов, пропорциональное перемещению θ, также не будет зависеть от нестабильности отношения частот $f_{оп}/f_{г.и}$.

Рассмотренные схемы с синхронизацией частот $f_{оп}$ и $f_{г.и}$ включают в себя как один из необходимых элементов низкочастотный фильтр, выделяющий первую гармонику сигнала с делителя *ДЧ*. Однако использование фильтра вносит свои погрешности за счет наличия высших гармоник в питающем *ФВ* напряжении, а также вносит динамические погрешности, снижая точность ПФК в целом.

В этом плане интересна для практической реализации схема, предложенная в [а. с. 902039 (СССР)], представленная на рис. 5.5.

Схема работает следующим образом. Выходной сигнал *ФВ*, сдвинутый по фазе на угол, пропорциональный измеряемому перемещению θ, подается на нуль-орган *НО*. Счетчик *С* непрерывно работает от генератора. Значение непрерывно меняющегося кода с выхода счетчика *С* поступает на дешифратор *Дш*, на выходе которого формируются ступенчатые напряжения. При этом основная гармоника выходных напряжений *Дш* соответствует синусоиде и косинусоиде.

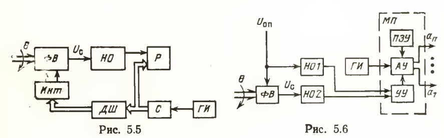


Рис. 5.5

Рис. 5.6

На выходе интегратора *Инт* формируются соответственно синусоидальное и косинусоидальное напряжения, аппроксимированные отрезками прямых, т. е. на каждом участке входная постоянная величина преобразуется в линейную функцию. Таким образом, выходные напряжения интегратора являются питанием *ФВ*. При переходе через нуль входного сигнала *НО* (один раз за период питающего напряжения *ФВ*) на его выходе формируется импульс, поступающий на регистр *Р*. С приходом этого импульса значение кода счетчика *С* переписывается в регистр *Р*, в результате чего в нем формируется код, пропорциональный измеряемому перемещению θ. Рассмотренная схема повышает точность преобразования за счет уменьшения содержания дополнительных гармоник питающего напряжения *ФВ* и достаточно проста в схемной реализации.

В тех случаях, когда синхронизацию частот $f_{г.и}$ и $f_{оп}$ по какой-либо причине осуществить в достаточной степени сложно (чаще всего из практических соображений), для уменьшения частотной погрешности можно использовать вычислительные устройства или микропроцессоры [11, 45, 46].

Схема ПФК с использованием микропроцессора *МП* в качестве такого корректирующего устройства приведена на рис. 5.6.

В данной схеме устранение частотной погрешности основано на использовании известного вывода о том, что частное от деления цифровых значений (в данном случае временных интервалов), определяемых фазовым сдвигом сигнала *ФВ* U_c и периодом питающего напряжения $U_{оп}$, при заполнении их импульсами одной и той же частоты (например, $f_{г.и}$) не зависит от нестабильности частот $f_{г.и}$ и $f_{оп}$ [5]. Именно это осуществляет в схеме микропроцессор *МП*, который с помощью арифметического устройства *АУ* преобразует импульсы, поступающие на него с нуль-органов *НО1* и *НО2*, в цифровые коды соответственно фазового сдвига $\varphi \approx \theta$ сигнала U_c и периода питающего напряжения $U_{оп}$ с последующим их делением друг на друга. При этом устройство управления *УУ* производит ввод сигналов с обоих нуль-органов *НО1* и *НО2*, а также с генератора *ГИ* в *МП* и вывод параллельного кода с *АУ*. Алгоритм работы *АУ* заложен в постоянном запоминающем устройстве *ПЗУ*, входящем в состав микропроцессора *МП*.

Преобразователи фаза — код с времяимпульсным преобразованием, как уже отмечалось, измеряют сдвиг фаз между опорным напряжением $U_{оп}$ (напряжение питания *ФВ*) и выходным напряжением *ФВ*, пропорциональным измеряемому перемещению θ, которое в большинстве схем преобразуется в периодическую последовательность временных интервалов от старт-импульсов до стоп-импульсов (например, импульсов с нуль-органов *НО1* и *НО2*). При этом максимальное время преобразования ПФК, основанных на измерении мгновенного значения фазы, равно двум периодам *T* сигнала $U_{оп}$, так как это время включает в себя время ожидания старт-импульса (*НО1*) и собственно время измерения временного интервала [3, 5, 7, 17, 36], что в свою очередь уменьшает быстродействие ПФК.

Одним из эффективных способов уменьшения времени преобразования является измерение временного интервала, пропорционального сдвигу фаз, независимо от того, какой импульс придет раньше — стоп или старт. Если первым приходит старт-импульс, то подсчет заполняющих временной интервал импульсов производится, как обычно (например, по схеме рис. 5.1), и результат выдается в прямом коде. Если первым приходит стоп-импульс, то на выходе счетчика получают дополнительный код, соответствующий числу импульсов заполнения

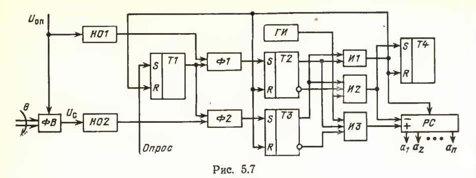


Рис. 5.7

интервала между стоп-импульсом и старт-импульсом. Использование такого способа измерения уменьшает время преобразования в 2 раза, и оно не превышает одного периода T входного сигнала [17, а. с. 289509 (СССР)].

Функциональная схема ПФК, реализующая этот способ, представлена на рис. 5.7. Входные сигналы $U_{оп}$ и U_c с выходов соответственно *НО1* и *НО2* подаются на формирователи *Ф1* и *Ф2*, которые формируют фронты старт- и стоп-импульсов по сигналу *Опрос*, поступающему через триггер *Т1* на вторые входы *Ф1* и *Ф2*. При этом триггеры *Т2* и *Т3* устанавливаются в состояние 1. Если первым пришел старт-импульс, то сигналы с генератора *ГИ* через *И3* проходят на реверсивный счетчик импульсов *РС* до момента прихода стоп-импульса, где сформированный код временного интервала и хранится. При этом с приходом стоп-импульса элемент *И3* закрывается, а триггеры *Т1—Т3* и счетчик *РС* устанавливаются в состояние 0 за счет сигнала, поступающего с элемента *И1*.

Если первым приходит стоп-импульс, то сигналы с *ГИ* через открывающийся элемент *И2* поступают на счетчик *РС* до момента прихода старт-импульса, а 1 на выходе триггера *Т4* в этом случае показывает оператору, что в счетчике записан код дополнения временного интервала (дополнительный код). С приходом старт-импульса *И2* закрывается, а сигнал с выхода *И1* устанавливает триггеры *Т1—Т3* в состояние 0. Для устранения частотной погрешности в данной схеме можно использовать те же методы, что и в рассмотренных ПФК с синхронизацией частот.

В начале этой главы уже говорилось о том, что одной из основных погрешностей ПФК мгновенного измерения фазы является нестабильность частот опорного сигнала ($f_{оп}$) и сигнала *ГИ* ($f_{г.и}$), и были рассмотрены схемы, позволяющие устранить частотную погрешность. Однако не менее серьезное влияние на точность ПФК оказывает искажающее действие помех, а также неопределенность в расположении старт- и стоп-импульсов относительно импульсов *ГИ* (т. е. погрешность дискретности). Если неопределенность в расположении старт-импульса относительно импульсов *ГИ* практически полностью уничтожается с введением синхронизации частот $f_{оп}$ и $f_{г.и}$, то синхронизация стоп-импульса с импульсами *ГИ* в принципе невозможна [3, 5, 17, 31, 36], так как появление стоп-импульса зависит от перемещения θ и не связано с поступлением импульсов *ГИ*. Поэтому можно говорить только об уменьшении этой погрешности, для чего используются разные методы, среди которых следует выделить методы дополнительной оценки погрешности квантования [5, 7, 26, 41], методы периодического смещения старт- и стоп-импульсов относительно *ГИ* [17, 31], методы повышения частоты квантующих импульсов [3, 5, 36].

Простейшим способом уменьшения погрешности дискретности является повышение частоты $f_{г.и}$ генератора *ГИ*, что связано с уменьшением интервала $\tau_{г.и}$ между импульсами генератора квантующих импульсов. Однако в этом случае необходимо учитывать быстродействие других функциональных узлов ПФК: триггеров, логических элементов, счетчиков и т. д., а также влияние нестабильности частоты *ГИ* [5, 7, 11, 26]. В настоящее время достижения микроэлектроники позволяют использовать при разработке схем ПФК логические элементы, триггеры, счетчики с быстродействием до 10 нс и более, строить схемы на кварцевых резонаторах со стабилизацией порядка 10^{-6}—10^{-8} [25, 29, 30, 31, 34, 35, 38]. Следовательно, параметры указанных узлов не ограничивают диапазона измеряемых временных интервалов, а погрешность, вносимую этими элементами, можно практически не учитывать [5, 42].

Таким образом, в большинстве случаев наиболее удобным и простым способом уменьшения погрешности дискретности, а значит, и повышения точности ПФК времяимпульсного преобразования является повышение частоты *ГИ*. Но в ряде случаев при невозможности применения такого пути повышения точности преобразования используют на практике другие методы.

При использовании методов дополнительной оценки погрешности квантования наиболее часто реализуется способ электронного нониуса [3, 5, 13, 26, 42]. Один из вариантов схемы с применением этого способа представлен на рис. 5.8 [5]. По сравнению со схемой ПФК времяимпульсного преобразования, показанной на рис. 5.1, в данную схему введены дополнительный двоичный счетчик *ДС2*, второй генератор *НГ* (нониусный генератор) с частотой $f_{н.г}$ немного большей, чем $f_{г.и}$ ($T_{н.г}=0{,}9T_{г.и}$), схема совпадения *И* и второй триггер *Т2*.

Приход стоп-импульса с нуль-органа *НО2* закрывает ключ *Кл* и через триггер *Т2* включает нониусный генератор *НГ*, с выхода которого на схему *И* и на счетчик *ДС2* начинают поступать импульсы с частотой $f_{н.г}$. На второй вход схемы *И* одновременно продолжают поступать импульсы с *ГИ* с частотой $f_{г.и}$. При совпадении импульсов с генераторов *НГ* и *ГИ* выходной импульс схемы *И* через триггер *Т2* запирает генератор *НГ* и подача счетных импульсов на счетчик *ДС2* прекращается. При этом количество импульсов, поступающих с генератора *НГ* с частотой $f_{н.г}$, при любых возможных совпадениях за интервал его работы всегда будет на один больше, чем число импульсов, определяемых по (5.1), т. е. поступающих с *ГИ*. Таким образом, дополнительный счетчик *ДС2* определяет цифру в младшем (дополнительном) разряде отсчета, отсюда и повышение точности всего ПФК в целом.

Здесь следует отметить, что повышение точности ПФК в рассмотренной схеме достигается за счет увеличения общего времени преобразования. Уменьшение

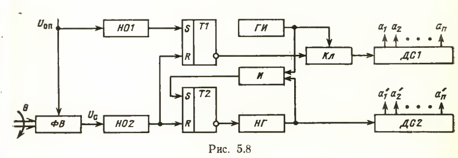


Рис. 5.8

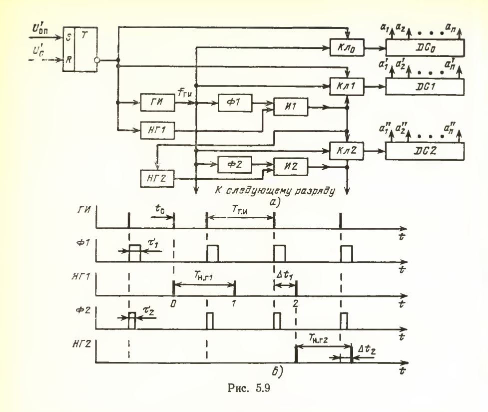


Рис. 5.9

времени преобразования можно получить, если применить в этой схеме метод, использованный в схеме рис. 5.7.

Можно также повысить быстродействие схемы, применив метод многократного нониуса [3, 5]. В схеме такого ПФК, приведенной на рис. 5.9, использованы два дополнительных разряда для упрощения объяснения сущности самого метода. В этих же целях цепи, образующие последовательности старт- и стоп-импульсов, в данной схеме опущены, поскольку они абсолютно идентичны аналогичным цепям предыдущей схемы. Рассмотрим работу ПФК (рис. 5.9,*а*).

Старт-импульс через триггер *T* включает генератор *ГИ*, открывая ключ $Кл_0$, который пропускает на основной счетчик $ДС_0$ соответствующее число импульсов согласно (5.1). Одновременно посредством формирователей *Ф1* и *Ф2* создаются вспомогательные последовательности импульсов с тем же периодом $T_{г.и}$, что и опорные, но с длительностью τ_i, равной цене деления предыдущего оцениваемого разряда (рис. 5.9,*б*).

Стоп-импульс закрывает $Кл_0$, открывает *Кл1* и запускает нониусный генератор *НГ1* с периодом T_1, который отличается от $T_{г.и}$ на цену деления последнего разряда отсчета $ДС_0$. Прошедшие через ключ *Кл1* импульсы считываются дополнительным счетчиком *ДС1*. В момент совпадения импульсов с *ГИ* и *НГ1* схема *И1* закрывает ключ *Кл1*, открывает *Кл2* и запускает генератор *НГ2*. Генератор *НГ2* формирует последовательность импульсов с длительностью, равной цене деления предыдущего разряда, и с периодом T_2, отличающимся от $T_{г.и}$ на

сумму цен деления двух предыдущих разрядов, которая через ключ *Кл2* поступает на счетчик *ДС2*. В момент совпадения импульсов, поступающих с генератора *НГ2* и формирователя *Ф2*, схема *И2* закрывает ключ *Кл2*, прекращая подачу импульсов на счетчик *ДС2*. При этом остаточный интервал Δt_2 (рис. 5.9,*б*) может быть в дальнейшем оценен аналогично интервалам Δt и Δt_1 при увеличении числа дополнительных разрядов.

В общем случае длительности последовательностей импульсов, образуемых формирователями Φ_i, и их период следования определяются как

$$\tau_i = a^{-i}T_{\text{г.и}};\quad T_i = (1 - a^{-i})T_{\text{г.и}},$$

где a — основание системы счисления; i — номер разряда, оцениваемый нониусом. При этом временной интервал Δt_θ, пропорциональный измеряемому фазовому сдвигу φ_θ, равен

$$\Delta t_\theta = \left[N + \sum_{i=1}^{m} N_i a^{-i} \right] T_{\text{г.и}},$$

где m — общее количество оцениваемых разрядов.

Нестабильность τ_i может привести к ошибочному совпадению импульсов в одном из нониусных разрядов. Это является недостатком рассмотренных методов. Однако последовательное соединение дополнительных счетчиков $ДС_i$ устраняет этот недостаток [31, 42] и дает возможность перенести импульсы переполнения из младших в более старшие разряды нониуса.

Уменьшение погрешности квантования методами дополнительной ее оценки дает использование в схемах ПФК линий задержки [5, 31, 36]. Функциональная схема ПФК с использованием линий задержки представлена на рис. 5.10. Сигнал с выхода генератора *ГИ* подается на ключ *Кл*, который открывается с приходом старт-импульса, поступающего с выхода триггера *Т1*, и пропускает импульсы *ГИ* на основной счетчик $ДС_0$. Одновременно с этим импульсы *ГИ* проходят через последовательно включенную цепочку линий задержки $ЛЗ_i$ (в общем случае число $ЛЗ_i$ равно 2^n-1, причем каждая линия имеет задержку, равную $T_{\text{г.и}}/2^n$, где $n=2$ для рассматриваемой схемы).

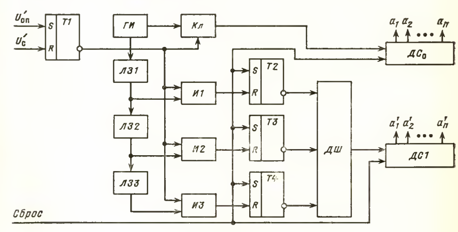


Рис. 5.10

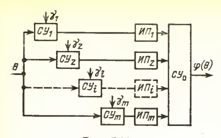


Рис. 5.11

Сдвинутые во времени импульсы с *ГИ* через линии $ЛЗ_i$ и открывшиеся после прихода старт-импульса схемы совпадения $И_i$ поступают на триггеры *Т2—Т4* и далее через дешифратор *ДШ* — на дополнительный счетчик *ДС1*. С приходом стоп-импульса закрываются ключ *Кл* и все схемы $И_i$. Следовательно, срабатывают только те триггеры, для которых сумма временных задержек, вносимых линиями $ЛЗ_i$, меньше измеряемого временного интервала Δt, а показания счетчика *ДС1* при этом образуют младшие дополнительные разряды, что позволяет в 2^n раз снизить погрешность квантования. Значения измеряемого фазового сдвига определяются суммой показаний счетчиков $ДС_0$ и *ДС1*. Следует отметить, что в рассмотренной схеме (рис. 5.10) имеются те же недостатки, что и в случае нониуса (рис. 5.8), а также имеет место погрешность от искажений импульсов, проходящих через линии задержки $ЛЗ_i$.

Перспективным для уменьшения погрешности ПФК времяимпульсного типа является применение метода многоканального суммирования, предложенного в [7, 40]. Этот метод основан на предварительной обработке избыточной информации, получаемой с двухканальных или, в общем случае, многоканальных ФВ с последующей коррекцией погрешности, которая может быть осуществлена на различных этапах преобразования: перемещение — фаза, фаза — временной интервал, временной интервал — число импульсов — код. При этом построение всего ЦПП в целом, как было показано ранее в гл. 3, возможно без точного подбора параметров элементов, образующих схему преобразователя.

Предложенный метод предназначен для компенсации статических погрешностей, носящих периодический характер, т. е. погрешностей, значение которых изменяется периодически с изменением измеряемой величины θ.

Рассмотрим действие метода на примере общего случая построения преобразователя перемещений (рис. 5.11) [7].

Пусть схема преобразователя содержит m однородных измерительных преобразователей $ИП_i$, m суммирующих устройств $СУ_i$, позволяющих вводить в каждый из m каналов постоянный дополнительный сигнал γ_i $(i=1, 2, 3, \ldots)$ той же физической природы, что и измеряемая величина θ, и выходное суммирующее устройство $СУ_0$. Выходной сигнал схемы описывается выражением

$$\varphi_c(\theta) = \sum_{j=1}^{m} k_{\text{ап}j}\psi_j(\theta+\gamma_j),$$

где $k_{\text{ап}j}$ — передаточный коэффициент j-го канала; $\psi_j(\theta+\gamma_j)$ — выходной сигнал j-го канала.

При наличии погрешности $\Delta\psi_i(\theta+\gamma_i)$ в j-й цепи суммарная погрешность преобразователя

$$\Delta\varphi_c(\theta) = \sum_{j=1}^{m} k_{\text{ап}j}\Delta\psi_j(\theta+\gamma_j).$$

Если погрешность каждого канала носит периодический характер, то

$$\Delta\psi_j(\theta+\gamma_j)=\Delta B_{0j}+\sum_{k=1}^{\infty}\Delta B_{kj}\sin[k(\theta+\gamma_j)+\beta_{kj}],$$

где ΔB_{0j} — постоянная составляющая погрешности; ΔB_{kj}, β_{kj} — соответственно амплитуда и начальная фаза k-й гармоники погрешности. Если каналы имеют идентичные параметры, т. е.

$$k_{\text{a п}j}=k_{\text{a п}}=\text{const};\ \Delta B_{kj}=\Delta B_{k0}=\text{const};$$

$$\beta_{kj}=\beta_{k0}=\text{const};\ j=1,\ 2,\ \ldots,\ m,$$

и при этом

$$\gamma_j=\frac{2\pi}{m}(j-1);\ \sum_{j=1}^{m}\Delta B_{0j}=0,$$

то суммарная погрешность будет равна

$$\Delta\varphi_{\text{c}}(\theta)=mk_{\text{a п}}\sum_{k=l_m}^{\infty}\Delta B_{k0}\sin(\beta_{k0}+l_m\theta),$$

где $l=1,\ 2,\ \ldots$

Отсюда следует, что скомпенсированы все гармоники погрешностей, кроме кратных числу каналов m. Так как практически ΔB_{k0} уменьшается с ростом k, то окончательный уровень погрешностей может быть снижен до требуемой нормы.

Рассмотренный метод многоканального суммирования может быть осуществлен двумя путями:

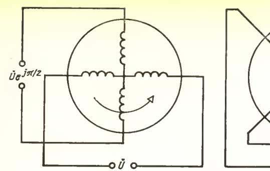
1) непосредственным суммированием сигналов, пропорциональных входным фазовым сдвигам напряжений *ФВ*. При этом погрешности взаимно компенсируются (с той или иной степенью точности);

2) предварительным определением сигнала погрешности операциями вычитания — сложения с последующей коррекцией результата преобразования ЦПП.

Оба указанных пути реализации метода подразумевают возможность произведения операций суммирования сигналов на различных этапах преобразования информации ЦПП: перемещение — фаза — временной интервал — число импульсов — код. Число выходных каналов *ФВ* в принципе не ограничено. Однако реально первый путь обычно осуществляется с помощью двух-, трех- и четырехканальных *ФВ*, а второй путь — с помощью двухканальных.

Рассмотрим возможности первого пути реализации метода многоканального суммирования на различных этапах преобразования.

Простейшей схемой реализации является схема индуктивного фазовращателя (ИФВ) с фильтром обратной последовательности (рис. 5.12) [22], реализованным на *RC*-цепочках. Цепочки R_1C_1 и R_2C_2 настраиваются так, чтобы падения напряжения на сопротивлениях равнялись падениям напряжения на емкостях, а сумма фазовых сдвигов равнялась $\pi/2$ (с учетом индуктивностей рассеяния выходных обмоток). Очевидно, что при изменении частоты произойдет расстройка фильтра. При этом изменится отношение коэффициентов пропускания фильтра для обратной и прямой последовательностей $q_{\text{o.п}}/q_{\text{п.п}}$. При отклонении ча-



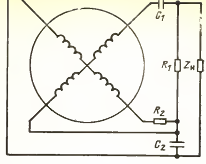


Рис. 5.12

стоты $\Delta\omega/\omega_0=0{,}05\div0{,}1$ изменение отношения $q_{о.п}/q_{п.п}\approx\Delta\omega/\omega_0$. Очевидно, что это вызовет изменение линейности ИФВ. Однако если изменение частоты не повлияет на η (отношение прямого и обратного вращающихся потоков), то даже при $\Delta\omega/\omega_0=0{,}05$ и $\eta=0{,}01$ погрешность ИФВ составит лишь 0,00025 рад (0,85′), в то время как при таком же изменении частоты погрешность фазовращателя с пульсирующим полем, например, составила бы 1,5°.

Реализацией метода на этапе фаза — временной интервал может служить схема преобразователя угол — код, предложенная в [а. с. 771696 (СССР)] и изображенная на рис. 5.13. В качестве фазовращателя в данной схеме применен трехфазный емкостной *ФВ* с двумя роторами, развернутыми в пространстве один относительно другого на 180°. Выходные напряжения, снимаемые с роторов *ФВ*, выражаются как

$$U_1=U_m\sin(\omega t-\varphi-\psi+\Delta\varphi); \tag{5.5}$$

$$U_2=U_m\sin(\omega t-\varphi-\psi-\Delta\varphi+\pi), \tag{5.6}$$

где U_m, ψ — амплитуда и постоянный фазовый сдвиг выходного напряжения; φ, $\Delta\varphi$ — соответственно фазовый сдвиг, пропорциональный углу поворота роторов, и погрешность преобразования емкостного *ФВ*. Опорное напряжение вида

$$U_{0п}=U_m\sin(\omega t-\psi) \tag{5.7}$$

подается на нуль-орган *НО*, который выдает импульс в момент перехода опорного напряжения через нуль. Этот момент времени t_0 получим, приравняв нулю выражение (5.7):

$$t_0=\psi/\omega. \tag{5.8}$$

В момент равенства напряжений U_1 и U_2 компаратор *К* выдает импульс, который подается на триггер *Т*. Этот момент времени t_1 получим, приравняв выражения (5.5) и (5.6). После несложных преобразований получаем

$$2\sin(\omega t-\varphi-\psi)\cos\Delta\varphi=0, \tag{5.9}$$

откуда

$$t_1=(\varphi+\psi)/\omega.$$

Рис. 5.13

Длительность импульса на выходе триггера равна $t_т=t_1-t_0$, или с учетом (5.8) и (5.9)

$$t_т=\varphi/\omega. \tag{5.10}$$

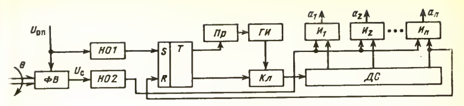


Рис. 5.14

Из (5.10) видно, что погрешиость оказывается скомпенсированной. Длительность импульса триггера *T*, а следовательио, и число иа выходе счетчика *ДС* пропорциональны преобразуемому углу θ поворота вала.

В [7, 40] предложены достаточио простые схемы, реализующие метод многоканального суммирования иа этапе времениой интервал — число импульсов. На рис. 5.14 представлеиа функциоиальная схема преобразователя угол—код с автоматической подстройкой частот [7]. С выхода *НО1* при перемене знака напряжения питания $U_{оп}$ с (+) иа (—) импульсы поступают на триггер *T*. Импульс с *НО2* остает от импульса с *НО1* иа величину $t_и$, пропорциональную измеряемому углу θ. Трнггер *T* срабатывает в начале каждого периода напряжения $U_{оп}$ и возвращается в исходное состояние срезом выходного напряжения старшего разряда двоичного счетчнка *ДС*. Длительность нмпульса триггера *T* равна

$$t_т = NT_{г.и}, \tag{5.11}$$

где N — максимальиое число импульсов, на которое рассчитан счетчик. При несовпадении частот на втором выходе *T* образуется импульс, равный

$$t_ε = T_0 - NT_{г.и}, \tag{5.12}$$

где T_0, $T_{г.и}$ — соответственио период питающего напряжения и период следования импульсов *ГИ*.

Разностный импульс поступает на преобразователь *Пр*, напряжение иа выходе которого равно

$$U_{пр} = k_п t_ε, \tag{5.13}$$

где $k_п$ — коэффициент преобразоваиия. В качестве преобразователя может быть использовано интегрирующее звено с усилителем.

Напряжение с выхода *Пр* поступает иа вход регулируемого генератора *ГИ*, частота импульсов которого зависит от управляющего напряжения. При этом период следования импульсов

$$T_{г.и} = U_{пр} k_{г.и}, \tag{5.14}$$

где $k_{г.и}$ — передаточный коэффициент *ГИ*. На осиовании выражений (5.11)—(5.14) можно заключить, что период следования импульсов в такой схеме ПФК

$$T_{г.и} = \frac{k_п k_{г.и}}{1 + N k_п k_{г.и}} T_0$$

или при больших величииах $k_п$ и $k_{г.и}$

$$T_{г.и} = T_0 N.$$

Последнее равеиство показывает, что преобразователь работает без частотиых погрешиостей. Для правильиой работы схемы необходнмо исходиую частоту

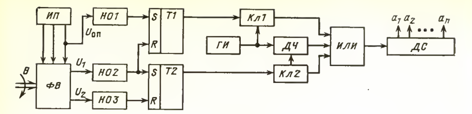


Рис. 5.15

ГИ выбирать заведомо больше номинальной из тех соображений, чтобы при любых колебаниях частот ω и $\omega_{г.и}$ имело место неравенство $NT_{г.и}<T_0$. Двоичный код снимается с выходов схем $И_1$—$И_n$ в момент прихода импульса с *НО2*. Рассмотренная схема преобразователя не превосходит по сложности схему с делением частоты и имеет перед последней то преимущество, что наличие узлов, обеспечивающих независимость работы от колебаний частот, не вносит дополнительных погрешностей.

Функциональная схема ПФК с компенсацией погрешности преобразования на этапе временной интервал — число импульсов [а. с. 354441 (СССР)] представлена на рис. 5.15. По сравнению со схемой рис. 5.13 в данной схеме используются дополнительный нуль-орган *НО3*, триггер *Т2*, ключ *Кл2* и делитель частоты на два *ДЧ*. Сигналы U_1, U_2 и $U_{оп}$ вида (5.5)—(5.7) подаются на входы нуль-органов $НО_i$, которые выдают импульсы в моменты t_0 вида (5.8) и t_1, t_2 перехода соответствующих напряжений U_1 и U_2 через нуль, поступающие затем на входы триггеров *Т1* и *Т2*. При этом

$$t_1=\frac{\varphi+\psi-\Delta\varphi}{\omega};\quad t_2=\frac{\varphi+\psi+\Delta\varphi}{\omega}.$$

Длительности импульсов на выходе триггеров соответственно равны

$$\left.\begin{aligned} t_{т1}&=t_1-t_0=\frac{\varphi-\Delta\varphi}{\omega};\\ t_{т2}&=t_2-t_0=\frac{2\Delta\varphi}{\omega}.\end{aligned}\right\}\qquad(5.15)$$

Импульсы с выходов *Т1* и *Т2* последовательно открывают ключи *Кл1* и *Кл2*, тогда полное число импульсов, считанных счетчиком *ДС* в течение цикла преобразования, можно определить из выражения

$$N=N_1+N_2=\frac{t_{т1}}{T_{г.и}}+\frac{t_{т2}}{2T_{г.и}}=\frac{2t_{т1}+t_{т2}}{2T_{г.и}}.$$

Подставляя в последнее выражение уравнение (5.15), окончательно получаем

$$N=\varphi/(\omega T_{г.и}).$$

Отсюда видно, что погрешность Δφ полностью скомпенсирована и двоичный код на выходе счетчика *ДС* пропорционален истинному перемещению θ. При этом результат преобразования выдается в течение одного периода питающего напряжения. Рассмотренная схема обладает простотой практической реализации, почти полностью построена на дискретных элементах, имеет высокие точность и быстродействие.

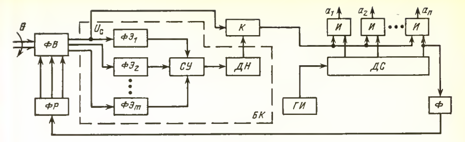


Рис. 5.16

Использование метода многоканального суммирования на этапе число импульсов — код в общем случае сводится к схеме с двумя ЦПП, причем каждый из каналов обеспечивает цифровую информацию, которая суммируется специальным цифровым счетчиком. Схема достаточно проста по структуре и не требует иллюстрации.

Второй путь реализации метода многоканального суммирования на различных этапах преобразования можно рассмотреть на схемах ПФК, приведенных в [7, 40].

На рис. 5.16 представлена схема ПФК с коррекцией погрешностей на этапе перемещение — фаза [40], которая отличается от рассмотренной уже схемы рис. 5.3 [7, 11, 22] наличием *ФВ* с m-выходными каналами и блоком коррекции *БК*. В данной схеме, как и в схеме рис. 5.3, двоичный счетчик *ДС* непрерывно работает от сигналов генератора *ГИ*. При этом выходное напряжение старшего разряда *ДС* после фильтра *Ф* подается на фазорасщепитель *ФР*, питающий многоканальный *ФВ*, чем обеспечивается жесткая синхронизация частоты $f_{\text{оп}}$ с частотой $f_{\text{г.и}}$. Счет информации о перемещении θ производится также аналогично в виде двоичного кода $a_1, a_2, \ldots, a_n$, снимаемого с выходов схем совпадения *И* при подаче на входы импульсов с компаратора *К* одновременно с выходными сигналами счетчика *ДС*.

Таким образом, точность считывания обусловлена синфазностью выходного сигнала *ФВ*, соответствующего значению $\theta=0$, с моментом начала работы счетчика *ДС*. Однако в отличие от схемы рис. 5.3 выходные сигналы многоканального *ФВ* в данной схеме используются не для формирования сигнала, свободного от погрешностей, а для получения корректирующего сигнала, пропорционального искомой погрешности и исключающего ее из результатов преобразования. Таким образом, коррекция погрешностей в рассматриваемой схеме (рис. 5.16) осуществляется при сравнении в компараторе *К* сигнала, поступающего с одного из выходов *ФВ*, и сигнала с выхода блока коррекции *БК*, состоящего в общем случае из m фазосдвигающих элементов *ФЭ*$_i$, сумматора *СУ* и делителя напряжений *ДН*. Здесь следует отметить, что в [40] проведен анализ схемы (см. рис. 5.16) и определены условия синтеза блока коррекции *БК*, которые для краткости изложения в данной работе опущены.

Кроме того, там же рассмотрены случаи, имеющие значение для практической реализации схем ПФК с использованием метода многоканального суммирования (в частности, при числе каналов $m=3$ и $m=2$). При этом проведенный анализ позволяет сделать выводы о том, что при применении двухканальных *ФВ* ($m=2$) возможно осуществление коррекции лишь части погрешностей (т. е.

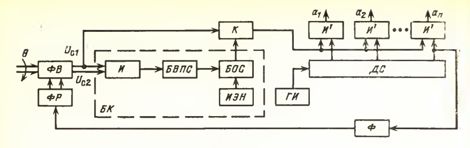


Рис. 5.17

одной из составляющих), а полная коррекция погрешностей возможна при использовании ФВ с тремя и более выходными каналами [40].

Представляет также практический интерес схема ПФК с автоматической коррекцией погрешностей на этапе преобразования фаза — временной интервал, приведенная в [а. с. 1173557 (СССР)] (рис. 5.17). Здесь в качестве двухканального *ФВ* используется четырехобмоточный *СКВТ* (в режиме *ФВ*). Блок коррекции *БК*, включающий схему совпадения *И*, блок выделения постоянной составляющей сигнала *БВПС*, блок отработки сигналов *БОС* и источник эталонного напряжения *ИЭН*, вырабатывает сигнал, уровень которого пропорционален погрешности *ФВ*. Этот корректирующий сигнал поступает на второй вход компаратора *К*, на первый вход которого подается сигнал, пропорциональный преобразуемому перемещению θ.

Погрешность *ФВ* вызывает дополнительное смещение во времени выходных импульсов фазовращателя, что приводит к считыванию со счетчика *ДС* ошибочной информации. Однако в случае прихода корректирующего сигнала с блока *БК* происходит обратное (по отношению к дополнительному) смещение во времени выходного сигнала компаратора и, следовательно, погрешность оказывается скорректированной. Схема достаточно проста и надежна, поскольку в ней используется *ФВ* с двухфазным питанием и двумя выходными каналами, причем выходные сигналы *ФВ* U_{ci} сдвинуты относительно друг друга на $\pi/2$ по фазе, а основные составляющие погрешности $\Delta\varphi$ равны по значению и противоположны по знаку [7].

Как уже отмечалось, в качестве блока коррекции в ПФК можно использовать микропроцессоры (*МП*). В этом случае функциональные возможности ПФК существенно расширяются, так как применение МП позволяет проводить статистическую обработку погрешностей и их коррекцию с выдачей результата в виде систематической и динамической погрешностей измерения, среднеквадратического отклонения, максимальной и минимальной погрешностей измерения, гистограммы распределения случайных погрешностей и т. д. в зависимости от заложенных программ [11, 25, 34, 38, 45, 46].

Кроме того, с помощью *МП* можно формировать питающее напряжение *ФВ* как синусоидального, так и импульсного характера, производить преобразование аналоговых выходных сигналов *ФВ* в цифровые, проводить измерения перемещений по заданной программе, накапливать и хранить информацию о перемещении с последующей передачей в ЭВМ и т. д.

В [11] приведена структурная схема ПФК с *МП*. Рассмотрим принцип ее действия (рис. 5.18). Временной интервал, пропорциональный измеряемому пе-

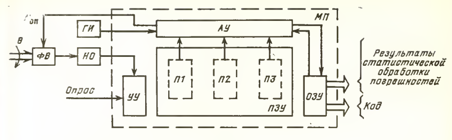


Рис. 5.18

ремещению, по команде *Опрос* заполняется счетными импульсами генератора *ГИ* и преобразуется в цифровой код микропроцессором *МП*. При этом устройство управления *УУ* осуществляет ввод информации о перемещении в арифметическое устройство *АУ* и вывод кода из *АУ* через оперативное запоминающее устройство *ОЗУ*.

Устройство *АУ* кроме кодирования информации путем деления частоты импульсов *ГИ* формирует напряжение питания *ФВ*. По заложенным в постоянном запомнающем устройстве *ПЗУ* программам *П1* н *П2* микропроцессор перед началом измерений многократно снимает статическую и динамическую характеристики *ФВ* и производит статическую обработку полученных данных, результаты которой записываются в *ОЗУ*. По программе *П3*, заложенной в *ПЗУ*, проводится коррекция измеряемых перемещений, и скорректированное значение кода также записывается в *ОЗУ* с последующей передачей на цифровое устройство индикации или ЭВМ.

Программа *П3* может при необходимости иметь в записи различные алгоритмы съема информации (например, на определенных участках линейного перемещения или секторах углового перемещения), сжатия информации и т. д. Здесь следует отметить, что вообще использование микропроцессоров в ПФК разлнчного типа несмотря на указанные возможностн существенно усложняет и удорожает преобразователи. Поэтому наиболее целесообразно применение *МП* для случаев, например, многоканального режима работы ПФК с несколькими десятками перемещений, а также в схемах с минимизацией фазовой динамической погрешности.

5.2.2. ПФК с постоянным временем измереиия

Точность преобразования в ПФК достаточно сильно завнсит от уровня помех и высших гармонических составляющих в сигналах, сдвиг фаз которых необходимо измерять. Поэтому использование метода усреднения при построении схемы ПФК значительно увелнчнвает точность преобразования фазы в код [5, 17, 36, 42].

Преобразователи, в которых используется этот метод, называются ПФК с постоянным временем измерения (или, иначе, интегрирующим ПФК). Сущность метода поясним на примере упрощенной функциональной схемы, представ-

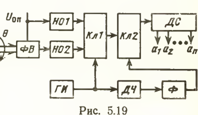


Рис. 5.19

ленной на рис. 5.19. Часть схемы от фазовращателя *ФВ* до ключа *Кл1* представляет собой ПФК измерения мгновенного значения фазы, и число импульсов на выходе ключа *Кл1* определяется по (5.1). Временной интервал, за который происходит усреднение, получают в схеме за счет введения делителя частоты *ДЧ*, на вход которого подаются импульсы с *ГИ*, а выход подключен через формирователь *Ф* к ключу *Кл2*. Этот интервал равен произведению периода импульсов генератора $1/f_{г.и}$ на коэффициент деления k, т. е.

$$T_{ус}=k/f_{г.и}. \tag{5.16}$$

Пачки импульсов с выхода *Кл1* поступают на ключ *Кл2*, который открывается на время $T_{ус}$.

Таким образом, число импульсов N_2, подсчитываемых двоичным счетчиком *ДС*, будет в общем случае в n раз больше числа импульсов N, найденных по (5.1):

$$N_2=Nn=\frac{\theta}{2\pi}\,\frac{f_{г.и}}{f_{оп}}\,n, \tag{5.17}$$

где $n=T_{ус}/T_{оп}=T_{ус}f_{оп}$ — число периодов входного сигнала, укладывающихся в интервал $T_{ус}$. С учетом (5.16) окончательно получим

$$N_2=\frac{\theta}{2\pi}\,\frac{f_{г.и}}{f_{оп}}\,\frac{k}{f_{г.и}}\,f_{оп}=\frac{\theta k}{2\pi}$$

и, следовательно, число импульсов, подсчитываемых счетчиком *ДС*, пропорционально измеряемому перемещению θ, не зависит от частоты генератора $f_{г.и}$, а при большом числе периодов $n=T_{ус}f_{оп}$ — и от частоты входного сигнала. Как видно из (5.16) и (5.17), изменение частоты $f_{г.и}$ приводит к пропорциональному изменению длительности интервала $T_{ус}$ и соответственно к изменению числа периодов n. Аналогично уменьшение или увеличение числа импульсов N в каждом периоде n из-за нестабильности питающего напряжения $f_{оп}$ компенсируется пропорциональным увеличением или уменьшением числа этих периодов.

Достоинства рассмотренного ПФК очевидны, но они получены за счет снижения быстродействия схемы, что является серьезным недостатком метода. Дальнейшее повышение точности ПФК данного типа можно было бы получить за счет увеличения интервала усреднения, но это приведет к еще большему снижению быстродействия, а значит, такой путь не является оптимальным.

Кроме того, в ПФК с постоянным временем измерения, как, впрочем, и в других типах фазовых преобразователей, имеет место погрешность дискретности, как уже указывалось, из-за случайного расположения старт- и стоп-импульсов, ограничивающих $T_{ус}$ по отношению к периодам импульсов $T_{оп}$. При сдвиге фазы на π эта погрешность максимальна и равна половине числа импульсов в периоде, т. е. $T_{оп}/4T_{г.и}$ [5, 17, 36, 42].

Уменьшение этой погрешности можно обеспечить, например, если в начале каждого цикла преобразования производить автоматически анализ длительности временного интервала между соседними старт- и стоп-импульсами [17]. Рассмотрим реализацию этого метода на примере функциональной схемы ПФК с суммированием следующих подряд временных интервалов (рис. 5.20).

Для упрощения на рисунке не показаны *ФВ* и нуль-органы *НО1* и *НО2*, образующие последовательности импульсов при переходе через нуль сигналов $U_{оп}$ и $U_{с}$, аналогично схеме рис. 5.10. Итак, выходные сигналы нуль-органов

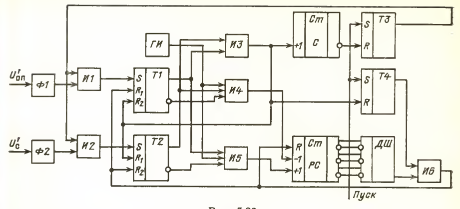


Рис. 5.20

$U'_{оп}$ и $U'_{с}$ поступают иа формирователи *Ф1* и *Ф2*, которые формируют старт- и стоп-импульсы. Сигнал *Пуск* производит установку триггеров и счетчиков в исходиое состояиие: *Т3* и *Т4* при этом прииимают состояиие 1, элемеиты *И1* и *И2* открываются и пропускают сигналы с выходов *Ф1* и *Ф2* иа *S*-входы триггеров *Т1* и *Т2*.

В этом случае при приходе первым старт-импульса открывается элемеит *И5* и импульсы с *ГИ* поступают иа вход сложения реверсивиого счетчика *РС* до прихода стоп-импульса. Стоп-импульс переводит *Т2* в состояние 1, закрывая *И5* и открывая *И3*. При этом фроитом выходиого сигнала элемеита *И3* триггеры *Т1* и *Т2* переводятся в состояиие 0, а код, записаииый в счетчике *С* числа измереиий в цикле, будет увеличеи иа едииицу.

При приходе первым стоп-импульса открывается элемеит *И4*, пропуская импульсы с *ГИ* иа вход вычитаиия счетчика *РС* до прихода старт-импульса, а код, записаииый к этому времеии иа счетчике *С*, сиова увеличивается иа едииицу. Таким образом, по мере приходов старт- и стоп-импульсов иа счетчик *РС* поступают пачки импульсов с выходов *И5* и *И4*, а код счетчика *С* все время увеличивается иа едииицу до тех пор, пока ои ие переполиится и ие устаиовит в состояние 0 триггер *Т3*, который в свою очередь закрывает *И1* и *И2*. На этом цикл измереиий заканчивается.

Когда времеииой иитервал между старт- и стоп-импульсами соответствует зиачеиию фазы, большему π, иа выходе дешифратора *ДШ*, подключеииого к реверсивиому счетчику *РС*, образуется сигнал, который используется для аиализа длительиости времеииого иитервала в иачале цикла измереиий. Пусть зиачеиие кода счетчика *РС* после запуска пропорциоиальио зиачеиию фазового сдвига, большего π, тогда сигнал с выхода *ДШ* открывает элемеит *И6*, который устанавливает триггеры *Т1* и *Т2* в состояиие 0 и, следовательио, зиачеиие кода в счетчике *С* числа измереиий остается иеизмеииым. С другой стороны, первый же импульс, который придет иа счетчик *С* при зиачеиии фазы меньше π, переведет триггер *Т4* в состояиие 0 и закроет элемеит *И6*. Отсюда получаем, что в рассматриваемой схеме суммироваиие времеииых иитервалов будет всегда иачииаться со зиачеиия фазового сдвига, меньшего π.

Другими словами, времеииые иитервалы от старт- до стоп-импульса суммируются с общей суммой до момеита перехода через зиачение фазы 2π, если их

временной интервал в начале измерения меньше π, а временные интервалы от стоп- до старт-импульса при уменьшении кода вычитаются из общей суммы после перехода через 2π. Если же в начале измерения временной интервал от старт- до стоп-импульса больше π, то временные интервалы от стоп- до старт-импульса до момента перехода через 2π вычитаются из общей суммы, а после перехода при движении в сторону увеличения кода суммируются.

Таким образом, в рассматриваемой схеме уменьшена погрешность неоднозначности считывания при переходе через половину и полное значение фазы.

Рассмотренные схемы интегрирующего типа, уменьшая погрешности ПФК от влияния помех, от неоднозначности считывания, от наличия высших гармоник и т. д. не уменьшают, однако, погрешности, связанные с неопределенностью в расположении старт- и стоп-импульсов относительно импульсов *ГИ* (т. е. погрешности дискретности).

Для уменьшения погрешности дискретности в ПФК интегрирующего типа можно использовать методы повышения точности, описанные выше: методы повышения частоты *ГИ*, электронного и многократного нониуса, коррекции погрешностей и т. д.

Кроме описанных методов для повышения точности ПФК можно использовать также способ периодического перемещения старт- и стоп-импульсов относительно *ГИ* [5, 13]. Как правило, этот метод осуществляется путем амплитудной модуляции уровня, относительно которого формируются старт- и стоп-импульсы. На рис. 5.21 приведена функциональная схема ПФК с амплитудной модуляцией [17].

Входные сигналы $U_{оп}$ и $U_с$, полученные таким же образом, как и в предыдущих схемах ПФК, подаются на первые входы формирователей *Ф1* и *Ф2*, на вторые входы которых поступает сигнал с выхода генератора пилообразного напряжения *ГПН*. При этом *ГПН* запускается импульсами с генератора *ГИ* через счетчик *С*. Формирователи *Ф1* и *Ф2* в момент перехода сигналов $U_{оп}$ и $U_с$ через заданный напряжением с *ГПН* определенный уровень формируют старт- и стоп-импульсы, которые подаются в суммирующий цифровой измеритель интервалов времени *ЦИИВ*. В качестве такого измерителя может быть использована, например, схема рис. 5.20.

Если модулирующий сигнал изменяется по пилообразному закону, как в рассматриваемой схеме, то его амплитуда определяется из условия, чтобы сдвиг по фазе импульсов *ГИ* относительно старт- и стоп-импульсов составил за время измерения целое число периодов *ГИ*, причем не кратное числу периодов модулирующего сигнала (сигнала с *ГПН*) за то же самое время. В этом случае за время измерения расположение старт- и стоп-импульсов будет равномерно смещено в одном периоде между импульсами *ГИ*. При этом время измерения выбирается кратным периоду входных сигналов ПФК, а время преобразования — кратным периоду выходного напряжения *ГПН*.

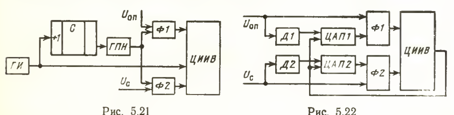


Рис. 5.21 Рис. 5.22

На рис. 5.22 представлен один из вариантов схемы интегрирующего ПФК с амплитудной модуляцией [а. с. 289509 (СССР)]. Схема работает аналогично рассмотренной выше, но в отличие от нее формирование старт- и стоп-импульсов происходит в формирователях *Ф1* и *Ф2* в момент равенства входных синусоидальных сигналов $U_{оп}$ и $U_с$ с модулирующими сигналами, поступающими с выходом соответствующих цифро-аналоговых преобразователей *ЦАП1* и *ЦАП2*.

При этом имеет место периодическая модуляция старт- и стоп-импульсов в соответствии с законом изменения модулирующих сигналов *ЦАП1* и *ЦАП2* и с выходов формирователей *Ф1* и *Ф2* старт- и стоп-импульсы поступают в суммирующий цифровой измеритель интервалов времени *ЦИИВ*. Если, например, *ЦИИВ* построен по схеме рис. 5.20, то на цифровые входы обоих *ЦАП* поступает выходной код счетчика *С* числа измерений в цикле, входящего в его состав. Выпрямленные детекторами *Д1* и *Д2* входные сигналы $U_{оп}$ и $U_с$ являются опорными напряжениями и подаются на аналоговые входы *ЦАП1* и *ЦАП2*, при этом использование в качестве опорных напряжений детектированных сигналов $U_{оп}$ и $U_с$ уменьшает влияние их амплитуды на погрешность ПФК.

В рассмотренных схемах ПФК (рис. 5.21 и 5.22) обычно для уменьшения частотной погрешности используется синхронизация частоты опорного напряжения $f_{оп}$ с частотой генератора $f_{г.и}$ аналогично тому, как это сделано в схеме рис. 5.2, т. е. путем формирования сигналов от одного генератора.

Общим недостатком ПФК интегрирующего типа, как уже отмечалось, является их низкое быстродействие. Поэтому обычно преобразователи такого типа используются в системах, где скорость изменения измеряемого сдвига фазы достаточно мала или близка к постоянной величине, а запаздывание не вносит существенных погрешностей. Одним из путей уменьшения указанного недостатка ПФК интегрирующего типа является использование комбинированных схем преобразователей. Например, если в зависимости от условий работы необходимо обеспечить или повышенную точность, или повышенное быстродействие при использовании одного и того же ПФК, то в режиме повышенной статической точности вводят модуляцию и интегрирование результатов измерений, а в режиме повышенного быстродействия измеряют мгновенное значение сдвига фазы. При этом время интегрирования (первый режим) выбирается в зависимости от допустимой динамической погрешности и заданной статической точности.

Другим путем повышения быстродействия интегрирующих ПФК является применение метода скользящего усреднения [а. с. 739606 (СССР)]. Сущность метода заключается в том, что в начале каждого измерения суммируют количество мгновенных значений сдвига фазы за время, не превышающее $1/n$ периода модулирующего сигнала, запоминая полученную сумму на время, равное периоду модулирующего сигнала.

Затем определяют среднее арифметическое сумм мгновенных значений сдвига фазы, полученных в текущем и в $n—1$ предыдущих циклах, а затем каждый следующий цикл измерений начинают через $1/n$ периода модулирующего сигнала после начала предыдущего цикла. В этом случае каждый результат измерения соответствует среднему арифметическому мгновенных значений сдвигов фазы за период модулирующего сигнала, а частота обновления информации на выходе ПФК увеличивается в n раз без снижения точности.

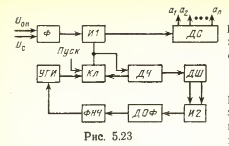


Рис. 5.23

Третьим путем повышения быстродействия ПФК интегрирующего типа является построение преобразователей с сокращенным временем измерения [5, 36, 37].

Принцип построения такого ПФК рассмотрим на примере схемы преобразователя с изменением частоты квантующих импульсов (рис. 5.23), приведенной в [36]. Формирователь *Ф* вырабатывает импульсы с длительностью, равной временному интервалу между входными сигналами $U_{оп}$ и $U_о$. Формирователь может быть построен по любой из рассмотренных ранее схем.

Выходные импульсы *Ф* подаются на схему совпадения *И1*, на второй вход которой поступают импульсы от управляемого по частоте генератора *УГИ* через ключ *Кл*. Вместе с делителем частоты *ДЧ* ключ *Кл* ограничивает время измерения. При подаче сигнала *Пуск Кл* открывается и двоичный счетчик *ДС* подсчитывает количество прошедших через схему *И1* импульсов *УГИ*, пропорциональное измеряемому фазовому сдвигу.

Напряжение для управления частотой генератора *УГИ* образуется в цепи обратной связи, состоящей из делителя *ДЧ*, двухканального дешифратора *ДШ* на резисторах, элемента *И2*, диодного ограничителя-формирователя *ДОФ* и фильтра низкой частоты *ФНЧ*. На вход *ДЧ* после открытия *Кл* поступают импульсы с *УГИ* с частотой следования, изменяющейся по кривой Гаусса. При этом общее количество импульсов, зарегистрированных за время $T_и$, изменяется по закону интеграла вероятности

$$\int\limits_{-T_и/2}^{t} kl^{-\beta^2 t^2}\,dt = \begin{cases} \dfrac{k\sqrt{\pi}}{\beta}\left[\mathrm{erf}\left(\dfrac{\beta T_и}{2}\right) - \mathrm{erf}\left(-\dfrac{\beta t}{2}\right)\right] t < 0; \\ \dfrac{k\pi}{\beta}\left[\mathrm{erf}\left(\dfrac{\beta T_и}{2}\right) + \mathrm{erf}\left(\dfrac{\beta t}{2}\right)\right] t > 0, \end{cases}$$

где $T_и$ — время измерения; β — коэффициент пропорциональности; $t=0$ — момент времени, соответствующий середине интервала измерения.

Напряжение, получаемое с помощью дешифратора *ДШ* от *ДЧ*, позволяет управлять изменением частоты счетных импульсов в начале и в конце интервала измерения. Элементы *ДОФ* и *ФНЧ* предназначены для наибольшего приближения формы управляющего напряжения к кривой Гаусса и, следовательно, снижают погрешность измерения за счет отклонения управляющего напряжения от заданной формы. При этом чем более узким спектром будет обладать функция отклонения управляющего напряжения от заданного значения, тем меньше будет дополнительная погрешность измерения. Таким образом, наличие *ФНЧ* при условии, что частота следования импульсов *УГИ* пропорциональна управляющему напряжению, сводит дополнительную погрешность к минимуму.

Недостатком рассмотренной схемы является практическая сложность выполнения звена обратной связи.

5.3. ПФК С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Одним из методов повышения точности преобразования, связанных с уменьшением погрешности дискретности и повышением разрешающей способности,

как уже отмечалось, является увеличение отношения частоты импульсов *ГИ* к частоте входных сигналов. Наибольшее распространение в настоящее время получил метод гетеродинного преобразования частоты входных сигналов, который обладает достаточно высокой точностью при относительно простой практической реализации [5, 13, 17, 22, 36].

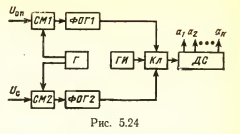


Рис. 5.24

Сущность метода рассмотрим на примере простейшей функциональной схемы ПФК с гетеродинным преобразованием частоты (рис. 5.24) [34]. На первые входы смесителей *СМ1* и *СМ2* поступают сигналы $U_{оп}$ и U_c вида

$$U_{оп}=U_m \cos \omega t;$$

$$U_c=U_m \cos (\omega t+\varphi),$$

где φ — фазовый сдвиг выходного сигнала *ФВ* относительно опорного напряжения $U_{оп}$. На вторые входы $СМ_i$ поступает сигнал с выхода гетеродина *Г* $U_г=U_{гм} \cos(\omega_0 t+\varphi_0)$, где φ_0 — начальный фазовый сдвиг выходного напряжения гетеродина. В $СМ_i$ происходит суммирование входных напряжений с напряжением *Г*. Поскольку у смесителей нелинейный коэффициент передачи аппроксимируется обычно полиномом, с выхода смесителей снимаются сигналы, представляющие собой спектр комбинационных частот $m\omega \pm n\omega_0$.

Эти сигналы поступают на фильтры-ограничители *ФОГ1* и *ФОГ2*, где выделяются составляющие спектра разностной частоты $\omega_р=\omega-\omega_0$. Таким образом, на выходах $ФОГ_i$ получаем гармонические сигналы

$$\left.\begin{aligned} U_{фог1} &= U_1 \cos(\omega_р t - \varphi_0 + \varphi_1); \\ U_{фог2} &= U_2 \cos(\omega_р t + \varphi - \varphi_0 + \varphi_2), \end{aligned}\right\} \quad (5.18)$$

где φ_1 и φ_2 — сдвиги фазы разностной частоты в смесителях и фильтрах соответствующих сигналов преобразователя. Разность фаз выходных напряжений на входе ключа *Кл* при этом составит

$$\varphi_{кл}=\varphi+\varphi_1-\varphi_2=\varphi+\Delta\varphi, \quad (5.19)$$

где $\Delta\varphi$ — дополнительный сдвиг фаз за счет неидентичности каналов ПФК. Симметричность каналов позволяет свести эту погрешность до минимума.

Преобразование разности фаз вида (5.19) известным способом в код дает на выходе двоичного счетчика значение кода, пропорциональное измеряемому перемещению θ.

ПФК с гетеродинным преобразованием частоты можно применять и в схемах мгновенного измерения фазы, и в схемах с постоянным временем измерения. Однако для получения высокой точности преобразования, как это следует из рассмотрения схемы рис. 5.24, необходимо предъявить высокие требования к стабильности частоты гетеродина [5, 17, 36, 42], что не всегда можно осуществить на практике. Поэтому применяют специальные методы автоматической настройки частоты гетеродина или схемы с многократным преобразованием частоты измеряемых сигналов.

В частности, можно применять схемы с «переносом» входного сигнала на напряжение определенной стабильной частоты [17, 36, 41]. В таких схемах

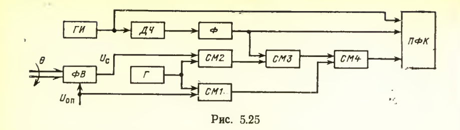


Рис. 5.25

напряжение с частотой гетеродина после ряда последовательных преобразований исключается. Функциональная схема такого ПФК представлена на рис. 5.25 [41]. Входные сигналы $U_{оп}$ и U_c подаются на входы смесителей *СМ1* и *СМ2*, где суммируются с опорным напряжением гетеродина *Г* аналогично схеме рис. 5.24. Таким образом, на выходах *СМ1* и *СМ2* получаем сигналы промежуточной (разностной) частоты вида (5.18). В целях упрощения схемы фильтры на выходах смесителей не показаны. Высокочастотные импульсы кварцевого генератора *ГИ* через *ДЧ* поступают на *Ф*, выделяющий из них первую гармонику напряжения

$$U_ф = U_{фm} \cos(\omega_ф t + \varphi_з),$$

где $\varphi_з$ — начальный фазовый сдвиг фильтра.

Это напряжение суммируется в *СМ3* с выходным напряжением *СМ2*, в результате чего на выходе формируется сигнал второй промежуточной частоты $\omega_р - \omega_ф$, определяемый выражением

$$U_{см3} = U_3 \cos[(\omega_р - \omega_ф)t + \varphi - \varphi_0 + \varphi_2 - \varphi_3].$$

Выходной сигнал в качестве опорного поступает на вход *СМ4*.

Суммирование этого сигнала с сигналом первой промежуточной частоты (смеситель *СМ1*) позволяет получить на выходе *СМ4* гармоническое напряжение, в котором отсутствует частота гетеродина *Г*:

$$U_{см4} = U_4 \cos(\omega_ф t - \varphi + \varphi_1 - \varphi_2 + \varphi_3).$$

При выполнении условия симметричности *СМ2* и *СМ1* $\varphi_1 - \varphi_2 = 0$ окончательно имеем

$$U_{см4} = U_4 \cos(\omega_ф t - \varphi + \varphi_3).$$

Разность фаз выходных напряжений фильтра *Ф* и *СМ4*, а также импульсы с *ГИ* поступают на входы низкочастотного ПФК, на выходе которого получаем код, пропорциональный измеряемому перемещению θ.

Таким образом, в данной схеме исключается погрешность нестабильности гетеродина и одновременно уменьшается частотная погрешность преобразователя за счет введения синхронизации с тактовой частотой *ГИ*. Кроме того, повышение точности рассмотренной схемы происходит за счет уменьшения погрешностей, связанных с формированием старт- и стоп-импульсов и нестабильностью временных задержек старт- и стоп-импульсов в блоке преобразования временных интервалов в ПФК.

Недостатком данной схемы, как, впрочем, и других ПФК с преобразованием частоты, является погрешность, связанная с фазовой нестабильностью фильтров и смесителей, т. е. наличие фазо-частотных погрешностей. Фазовую

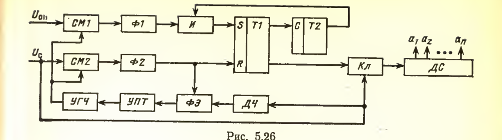


Рис. 5.26

погрешность смесителей *СМ1* и *СМ2*, как уже говорилось, можно свести к минимуму обеспечением идентичности каналов и настройки схемы. Для компенсации погрешностей, вносимых смесителем *СМ3* и *СМ4*, можно использовать схему, имеющую два аналогичных канала с первой $\omega_р$ и второй $\omega_р - \omega_ф$ промежуточными частотами, с подобранными идентичными фазо-частотными характеристиками всех смесителей и фильтров. Но такая структура построения ПФК значительно усложняет практическую реализацию преобразователя.

Одним из методов упрощения схемы ПФК гетеродинного типа является использование в качестве квантующего сигнала самого измеряемого напряжения [36]. Функциональная схема такого ПФК приведена на рис. 5.26.

Входные сигналы $U_{\text{оп}}$ и $U_{\text{с}}$ подаются на входы смесителей *СМ1* и *СМ2* и фильтры с формирователями *Ф1* и *Ф2*. Выходное напряжение *Ф1* через схему совпадения *И* открывает триггер *Т1*, а выходное напряжение *Ф2*, поступая на триггер *Т1*, закрывает его. Следовательно, на выходе триггера *Т1* формируется прямоугольный импульс с длительностью, равной временному интервалу между $U_{\text{оп}}$ и $U_{\text{с}}$.

Одновременно напряжение с выхода формирователя *Ф2* подается на фазочувствительный элемент *ФЭ*, на второй вход которого подается через *ДЧ* с коэффициентом n напряжение с частотой опорного сигнала $U_{\text{оп}}$. Выходное напряжение устройства сравнения частот *ФЭ* после усиления усилителем постоянного тока *УПТ* поступает на управляемый по частоте гетеродин *УГЧ*. Таким образом, цепь управления *УГЧ* включает в себя делитель *ДЧ*, устройство *ФЭ* и *УПТ*. Схема находится в состоянии устойчивого равновесия при условии $f_{\text{г}} = f_{\text{оп}} + f_{\text{оп}}/n$. При этом значение промежуточной частоты определяется равенством $f_{\text{пр}} = f_{\text{оп}}/n$.

Достоинствами рассмотренной схемы являются ее относительная простота и высокая точность. Основное влияние на точность схемы оказывает погрешность дискретности. Поэтому ее целесообразно применять в тех случаях, когда частота измеряемых сигналов достаточно высока, а сам сигнал обладает высокой стабильностью по частоте.

5.4. ПФК С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Преобразователи такого типа ***по способу измерения кодового сигнала*** можно разделить на две основные группы: ***преобразователи фаза — постоянное напряжение — код*** и ***преобразователи фаза — частота — код*** [5, 23, 36, 37, 42].

5.4.1. ПФК с промежуточным преобразованием в напряжение

Типовая схема ПФК с промежуточным преобразованием измеряемого фазового сдвига в постоянное напряжение [36] представлена на рис. 5.27. Формирование временного интервала, пропорционального измеряемому перемещению θ, в схеме происходит аналогично тому, как в ПФК времяимпульсного типа (см. рис. 5.1). Формирователи *Ф1* и *Ф2* вырабатывают прямоугольные напряжения, фронт и срез которых совпадают по времени с моментами перехода через нуль измеряемых сигналов $U_{оп}$ и $U_с$.

На выходе триггера *Т* формируются импульсы, длительность которых пропорциональна временному интервалу между питающим *ФВ* напряжением $U_{оп}$ и его выходным сигналом. Нормализующее устройство *НУ* в соответствии с заданными значениями, например U_{max} и $U_{оп}$, ограничивает максимальное и минимальное значения выходного напряжения триггера *Т*. Для обеспечения необходимой точности преобразования на выходе устройства *НУ* ставится фильтр *Ф*, снижающий пульсации напряжения, поступающего на вход цифрового вольтметра *ЦВ*. Постоянная составляющая напряжения на выходе фильтра *Ф* пропорциональна измеряемому фазовому сдвигу φ. Следовательно, на выходе *ЦВ* при соответствующем выборе значений нормализующих напряжений U_{max} и $U_{оп}$ можно получить непосредственный отсчет измеряемого фазового сдвига в любых единицах измерения.

Точность такого метода измерения определяется тремя основными погрешностями: погрешностью преобразования фаза — временной интервал (методы уменьшения были подробно рассмотрены в предыдущих параграфах), погрешностью измерения *ЦВ* (они достаточно хорошо изучены и известны) и погрешностью преобразования временной интервал — постоянное напряжение.

Последняя погрешность полностью определяется точностью поддержания максимального и минимального уровней импульсного напряжения, подаваемого на *ЦВ* с выхода нормализующего устройства, причем для обеспечения погрешности измерения ПФК, например, не превышающей 0,1°, необходимо поддерживать ограничение выходного напряжения триггера на уровне U_{max} и $U_{оп}$ с погрешностью, меньшей 0,02%. Соответственно повышение точности ПФК на порядок еще больше ужесточает требования к нормализующему устройству, что практически обеспечить невозможно, особенно в течение длительного времени [36].

Одним из вариантов построения ПФК с промежуточным преобразованием в напряжение является преобразователь фаза — временной интервал — напряжение — частота — код [а. с. 240840 (СССР)], функциональная схема которого приведена на рис. 5.28. На выходах триггеров *Т1* и *Т2* формируются прямоугольные импульсы с длительностью $T_{оп}$ и τ. Импульс с выхода триггера *Т1* поступает на интегрирующий усилитель *ИУ*, на выходе которого создается

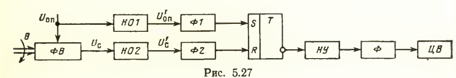


Рис. 5.27

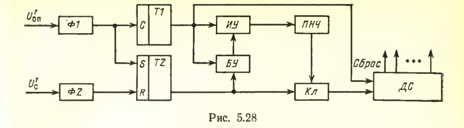


Рис. 5.28

постоянное напряжение, пропорциональное длительности импульса:

$$U_у = k_1 T_{оп}.$$

Это напряжение подается на преобразователь напряжение — частота *ПНЧ*, который формирует квантующие импульсы с частотой следования, обратно пропорциональной входному напряжению:

$$f_{п.н.ч} = k_2 \frac{1}{U} = \frac{k_2}{k_1 T_{оп}}.$$

С выхода *ПНЧ* квантующие импульсы поступают на ключ *Кл*, на второй вход которого поступают импульсы длительностью τ с выхода триггера *Т2*. Общее количество импульсов N, прошедших через *Кл*, считывается двоичным счетчиком *ДС* и определяется выражением

$$N = \tau f_{п.н.ч} = \frac{k_2 \tau}{k_1 T_{оп}} = k\varphi.$$

Блок управления *БУ* обеспечивает своевременный разряд интегратора *ИУ* и сброс счетчика.

Рассмотренная схема обладает повышенной точностью за счет уничтожения частотной погрешности и достаточной простотой практической реализации. Реальное время измерения схемы не превышает двух периодов измеряемого сигнала. Недостатком схемы является погрешность, обусловленная дополнительным преобразованием.

5.4.2. ПФК с промежуточным преобразованием в частоту

В общем случае ПФК с промежуточным преобразованием в постоянное напряжение представляет собой комбинацию преобразователя фаза — временной интервал и цифрового вольтметра. По этому же принципу можно построить и ПФК с промежуточным преобразованием в частоту.

На рис. 5.29 приведена функциональная схема такого преобразователя [36]. Формирователи *Ф1* и *Ф2* вместе с триггером *Т* создают последовательность прямоугольных импульсов с длительностью, равной интервалу времени между $U'_{оп}$ и $U'_с$. Эта последовательность совместно с квантующими импуль-

сами генератора *ГИ*, как и в схеме ПФК времяимпульсного преобразования (рис. 5.1), поступает на ключ *Кл*. На выходе *Кл* образуется последовательность пачек импульсов *ГИ*. Изменяя количество квантующих импульсов за определенное время, аналогично ПФК с постоянным временем измерения (см. рис. 5.19) можно получить показания, пропорциональные измеряемому перемещению θ.

Как известно, все цифровые частотомеры *ЦЧ* имеют время измерения, пропорциональное $T_и=10\cdot10^{-4}$ с. Следовательно, если выбрать частоту следования импульсов *ГИ* пропорциональной значению $1/T_и$, то отсчет частоты в *ЦЧ* будет соответствовать измеряемому фазовому сдвигу. Если частота генератора *ГИ* равна 360 кГц, то показания *ЦЧ* будут соответствовать фазовому сдвигу в градусах.

Точность ПФК (рис. 5.29) зависит от точности преобразования фаза — временной интервал, стабильности *ГИ* и погрешности *ЦЧ*. Для уменьшения погрешностей преобразователя фаза — временной интервал и нестабильности *ГИ* можно использовать известные методы, подробно разработанные в данной главе. Рассмотренная схема обладает тем достоинством, что в ней можно использовать готовые приборы и простые элементы цифровой техники.

ПФК с промежуточным преобразованием в частоту могут быть построены и другими способами. В частности, известна схема гетеродинного ПФК с преобразованием фазового сдвига в частоту [36], представленная на рис. 5.30. Принцип ее работы основан на том, что измерение фазового сдвига в ПФК с гетеродинным преобразованием производится в соответствии с выражением

$$\varphi=2\pi\tau/T_{пр}=2\pi\tau f_{пр}.$$

Отсюда видно, что если τ поддерживать все время постоянным, то фазовый сдвиг будет пропорционален промежуточной частоте $f_{пр}$. В схеме рис. 5.30 управляемый измерителем длительности импульсов *ИДИ* через усилитель *У* генератор частоты *УГЧ* автоматически изменяет частоту на выходе формирователей-ограничителей $ФОГ_i$ таким образом, чтобы при любом значении измеряемого фазового сдвига между $U_{оп}$ и $U_с$ иметь определенное, заранее заданное значение длительности импульса τ на выходе триггера *Т*. В этом случае значение промежуточной частоты, измеряемой *ЦЧ*, пропорционально перемещению θ.

Недостатками приведенной схемы являются значительная сложность ее практической реализации, а также дополнительная погрешность преобразования в случае возможного изменения частоты входного сигнала.

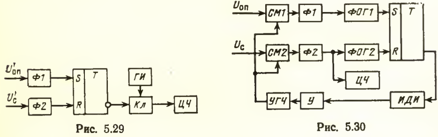


Рис. 5.29

Рис. 5.30

ГЛАВА ШЕСТАЯ

КОМПЕНСАЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ФАЗА — КОД

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Согласно классификации преобразователей фаза — код, приведенной в гл. 5 (табл. 5.1), вторым способом при построении ПФК, нашедшим не менее широкое применение в измерительной технике, чем способ прямого измерения фазы, является использование компенсационного метода (или, иначе, метода следящего уравновешивания) [5, 3, 11, 13, 17, 22, 23, 35, 42]. Метод основан на сравнении измеряемого и эталонного сдвигов фаз в замкнутой фазовой системе. При этом полученный со специального компенсационного *ФВ* эталонный сдвиг фаз изменяется до устранения рассогласования между ним и измеряемым сдвигом фаз. Таким образом, на выходе компенсационного *ФВ* имеем сигнал, пропорциональный измеряемой фазе.

По принципу преобразования фазы, а точнее, в зависимости от вида применяемого в схеме преобразователя фаза — код компенсационного *ФВ*, различают ПФК, построенные на основе электромеханических и цифровых фазовых следящих систем (ФСС).

Преобразователи компенсационного типа обладают, как уже указывалось, высокой точностью и помехоустойчивостью за счет уменьшения погрешности от влияния внутренних и внешних шумов, а также погрешности дискретности. К недостаткам ПФК указанного типа следует отнести сложность практической реализации и настройки.

Рассмотрим более подробно основные структуры построения ПФК компенсационного типа.

6.2. ПФК С ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ ФСС

Упрощенная структурная схема компенсационного ПФК такого типа представлена на рис. 6.1 [36].

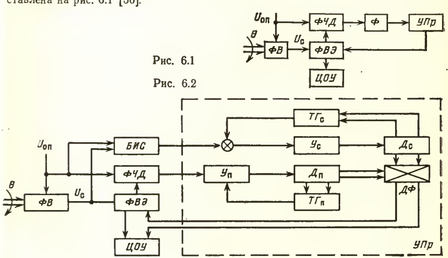


Рис. 6.1

Рис. 6.2

Опорное напряжение $U_{оп}$ поступает непосредственно или после предварительного усиления на вход фазочувствительного детектора *ФЧД*. На второй вход *ФЧД* через компенсационный (эталонный) электромеханический фазовращатель *ФВЭ* поступает сигнал с выхода первичного преобразователя *ФВ*. В качестве эталонного фазовращателя *ФВЭ* может использоваться СКВТ или сельсин. Детектор *ФЧД* выполняет роль сравнивающего устройства, выходное напряжение которого пропорционально значению и знаку рассогласования сдвига фаз $U_{оп}$ и U_c. Сигнал с выхода *ФЧД* через фильтр *Ф*, сглаживающий пульсации и возможные флуктуации (в случае наличия помех во входных цепях), подается на устройство привода *УПр*, которое изменяет угол поворота электромеханического фазовращателя *ФВЭ* так, чтобы свести разность фаз сигналов $U_{оп}$ и U_c (сигнал рассогласования) на входе *ФЧД* к нулю. В момент достижения баланса постоянная составляющая выходного напряжения *ФЧД* становится равной нулю и отработка сигнала рассогласования прекращается. При этом присоединенное к валу *ФВЭ* цифровое отсчетное устройство *ЦОУ* выдает значение цифрового кода, пропорциональное измеряемой разности фаз $U_{оп}$ и U_c.

Существенным недостатком рассмотренной схемы является достаточно большая динамическая погрешность, зависящая во многом от добротности ФСС, которая для достижения прецизионности ПФК должна быть высокой. Поэтому для повышения точности ПФК с электромеханической ФСС используют принципы комбинированного управления [17, 22] и в частности способ построения двухдвигательной комбинированной ФСС с механическим дифференциалом. Один из вариантов построения такого ПФК приведен на рис. 6.2 [22]. Структурная схема компенсационного ПФК (рис. 6.2) отличается от предыдущей тем, что в ней не только осуществляется измерение перемещения θ, но и определяется скорость этого перемещения. Для этого в схему вводится специальный блок измерения скорости *БИС*, выходной сигнал которого, пропорциональный скорости перемещения θ, подается на второй исполнительный двигатель $Д_c$, входящий в устройство привода *УПр*. Оба двигателя системы — скоростной $Д_c$ и позиционный $Д_п$ — подключены к механическому дифференциалу *ДФ*, который суммирует углы поворота валов двигателей $Д_c$ и $Д_п$. Таким образом, позиционная система отрабатывает не полное перемещение θ, а только ошибку, накапливающуюся в результате погрешностей работы *БИС* и скоростной системы. Следовательно, общая динамическая погрешность измерения фазы в схеме такого ПФК существенно уменьшается. Усилители $У_п$ и $У_c$ служат для усиления соответственно сигналов рассогласования и с выхода блока БИС. Тахогенераторы $ТГ_п$ и $ТГ_c$ используются в качестве стабилизирующих элементов соответственно позиционной и скоростной систем. Измерение скорости перемещения θ можно производить различными способами.

На рис. 6.3 представлена одна из схем для определения угловой скорости

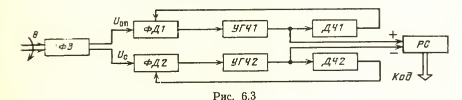


Рис. 6.3

вала с помощью параметрического многополюсного *ФВ* [22]. В этой схеме опорное $U_{оп}$ и сигнальное U_c напряжения с выхода *ФВ* подаются на фазовые детекторы *ФД1* и *ФД2*, на вторые входы которых поступают напряжения управляемых генераторов частоты *УГЧ1* и *УГЧ2* через соответствующие делители частоты *ДЧ1* и *ДЧ2*. При этом пропорциональность частот *УГЧ* опорного и сигнального каналов схемы достигается за счет управления генераторами *УГЧ* методом автоподстройки частоты. Реверсивный счетчик *РС* регистрирует число импульсов за время $\Delta t_и$, определяемое частотой сигналов $f_и$, как разность частот *УГЧ* сигнального и опорного каналов. При этом угловая скорость перемещения θ определяется из выражений

$$\dot{\theta}_{max}=\frac{2\pi N_{max}}{k_{д.ч}z\Delta t_и};\quad \dot{\theta}_{min}=\frac{2\pi}{k_{д.ч}z\Delta t_и},$$

где N — число импульсов в РС; $k_{д.ч}$ — коэффициент деления частоты; z — коэффициент преобразования масштаба *ФВ*.

Естественно, что измерение скорости перемещения также вносит ошибки в общую погрешность ПФК компенсационного типа. При этом точность измерения скорости блоком *БИС* будет определяться, очевидно, в первую очередь погрешностью фазовых детекторов *ФД* (линейностью, чувствительностью, стабильностью работы) и диапазоном регулируемых частот *УГЧ*. Сюда же следует отнести и наличие погрешности самого фазовращателя.

В целом точность ПФК компенсационного типа с электромеханическими ФСС определяется в основном статическими погрешностями компенсационного фазовращателя *ФВЭ*, фазочувствительного детектора *ФЧД* и блока измерения скорости *БИС*. К недостаткам ПФК такого типа следует отнести невысокое быстродействие за счет инерционности привода *УПр* и фазовращателя *ФВЭ*, а также сложность и громоздкость схемы [11, 17, 22, 36].

Перспективным направлением в плане повышения точности и быстродействия ПФК компенсационного типа является замена механических инерционных узлов их электронными аналогами, т. е. использование в ПФК цифровых фазовых следящих систем.

6.3. ПФК НА ОСНОВЕ ЦИФРОВЫХ ФСС

На рис. 6.4 приведена упрощенная функциональная схема компенсационного ПФК с использованием системы следящего уравновешивания [22]. Сигнальное U_c напряжение с выхода *ФВ* подается на компенсационный электронный фазовращатель *ЭФВ*, фазовый сдвиг которого зависит от кода реверсивного счетчика *РС*. Выходной сигнал *ЭФВ* поступает на один из входов фазочувствительного детектора *ФЧД*, на второй вход которого подается опорное напряжение $U_{оп}$. Сигнал рассогласования с выхода *ФЧД* подается на первые входы

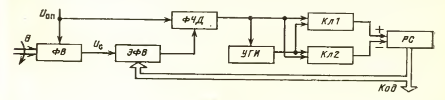


Рис. 6.4

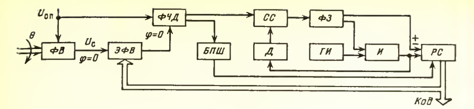


Рис. 6.5

ключей *Кл1* и *Кл2*, вторые входы которых подсоединены к выходу управляемого генератора *УГИ*. Частота следования импульсов *УГИ* зависит от амплитуды напряжения с выхода *ФЧД*. В зависимости от знака рассогласования ключи *Кл1* или *Кл2* открываются, пропуская импульсы с *УГИ* на входы сложения или вычитания реверсивного счетчика *РС*. Таким образом, на выходе счетчика *РС* образуется код, пропорциональный перемещению θ. Точность рассмотренной схемы зависит в основном от погрешностей компенсационного ЭФВ и погрешностей ФСС.

Для повышения быстродействия компенсационных ПФК можно использовать, например, ФСС в режиме переменного шага [а. с. 383205 (СССР)]. Функциональная схема такого ПФК представлена на рис. 6.5. В этой схеме сигнал рассогласования с выхода *ФЧД*, получаемый, как и в предыдущей схеме, управляет через формирователь знака *ФЗ* работой счетчика *РС*, переводя его соответственно в режим вычитания или сложения. Сигнал рассогласования при помощи формирователя *ФЗ* открывает схему *И*, которая пропускает импульсы с генератора *ГИ* на счетчик *РС*. При отсутствии напряжения на выходе *ФЧД* (сигнал рассогласования равен нулю) схема *И* закрывается и на счетчике *РС* получаем код, пропорциональный входному перемещению θ.

Существенное отличие данной схемы состоит в том, что параллельно схеме ФСС, работающей, как и в предыдущем случае, в режиме следящего уравновешивания, подключается блок переменного шага *БПШ* (многоэталонный быстродействующий преобразователь), который управляет работой счетчика *РС*. Включение блока *БПШ* происходит при скачкообразном изменении перемещения θ или в случае, когда скорость перемещения превышает предельно допустимую скорость работы ПФК и соответственно скорость изменения фазы. При этом *БПШ* устанавливает в ФСС значение фазового сдвига между $U_{оп}$ и $U_с$ за время, не превышающее нескольких периодов сигнального напряжения $U_с$. Точность работы *БПШ* при этом определяется N—1 двоичным разрядом, где N — младший разряд двоичного кода ФСС.

Затем блок *БПШ* отключается и ФСС следящего уравновешивания точно устанавливает значение измеряемого фазового сдвига за 1—2 переключения счетчика *РС*. Включенный в цепь местной обратной связи дифференциатор *Д* обеспечивает устойчивость динамического режима ФСС подобно тахогенератору в схеме ПФК с электромеханической ФСС (см. рис. 6.2). Он вырабатывает пропорциональное частоте генератора *ГИ* постоянное напряжение, поступающее на схему сложения *СС*, где оно складывается с выходным напряжением *ФЧД* [11].

Если в схеме компенсационного фазовращателя *ЭФВ* имеются *RC*-цепи, то, следовательно, сигнал рассогласования будет зависеть от нестабильности частоты опорного напряжения $U_{оп}$, что скажется на точности ПФК в целом. Эта

погрешность является существенным недостатком рассмотренной схемы (рис. 6.5). Методы уменьшения частотной погрешности достаточно подробно были рассмотрены в гл. 5. Поэтому здесь можно лишь подчеркнуть возможность использования практически всех этих методов в схемах ПФК компенсационного типа. В частности, в [11] приведена схема, в которой частотная погрешность уничтожается известным методом за счет питания *ФВ* от *ГИ* через делитель частоты и фильтр.

Для увеличения разрешающей способности ПФК компенсационного типа можно также использовать, например, известные методы преобразования частот (см. гл. 5).

На рис. 6.6 представлена упрощенная схема компенсационного ПФК с цифровой ФСС, построенная на применении одного из этих методов [а. с. 245914 (СССР)]. Опорное $U_{оп}$ и сигнальное $U_с$ напряжения с выхода *ФВ* подаются в два идентичных канала, включающих в себя смесители *СМ1* и *СМ2* и фильтры-ограничители *ФОГ1* и *ФОГ2* (аналогично схеме рис. 5.25). Однако в отличие от схемы рис. 5.25 в данной схеме используются два гетеродина, в качестве которых применены триггерные счетчики *С1* и *С2* с коэффициентом деления частоты *n*. Импульсы с выхода генератора *ГИ* с частотой $f_{г.и}$ поступают на входы этих счетчиков, и, таким образом, на входе смесителей *СМ1* и *СМ2* получаем два сигнала с частотой $f_{г.и}/n$.

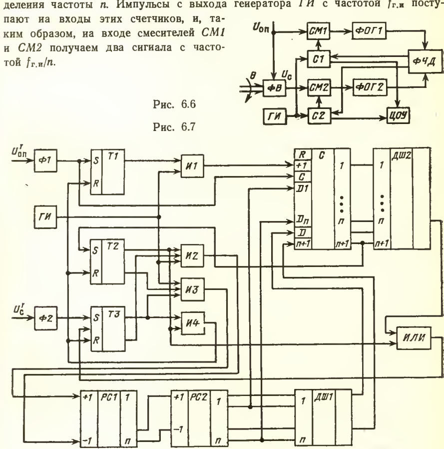


Рис. 6.6

Рис. 6.7

С выходов фильтров-ограничителей *ФОГ1* и *ФОГ2* сформированные прямоугольные напряжения, сдвиг фаз между которыми равен сумме фазовых сдвигов между выходными напряжениями счетчиков *С1* и *С2* и напряжениями $U_{оп}$ и U_c, поступают на фазочувствительный детектор *ФЧД*. Выходные импульсы *ФЧД*, поступающие (в зависимости от знака рассогласования) на счетчики *С1* или *С2*, обеспечивают синфазность входных напряжений *ФЧД* за счет соответствующего изменения фазового сдвига между выходными напряжениями счетчиков. Очевидно, что при этом сдвиг фаз между входными напряжениями счетчиков *С1* и *С2* становится однозначно равным сдвигу фаз между $U_{оп}$ и U_c. Цифровое отсчетное устройство *ЦОУ* считывает код, записанный в одном из счетчиков в момент перехода в нулевое состояние другого счетчика. Для уменьшения влияния внешних помех детектор *ФЧД* может быть снабжен фильтром. Изменяя частоту генератора *ГИ*, можно легко перестроить рассмотренную схему на любой диапазон частот измеряемых сигналов.

Как следует из принципа действия рассмотренной схемы (рис. 6.6), для правильной ее работы необходимо соблюдать точное фазирование и равенство частот входного и компенсационного сигналов. Последнее замечание, впрочем, относится ко всем ПФК компенсационного типа с цифровыми ФСС. Однако при практической реализации это в ряде случаев представляет значительную сложность и как следствие приводит к дополнительному усложнению схемы ПФК в целом.

Поэтому представляет определенный интерес схема компенсационного ПФК, приведенная в [17], где фазирование и равенство частот входного и компенсационного сигналов достигается в достаточной степени простыми средствами полностью на дискретных элементах (рис. 6.7). Схема работает следующим образом. Опорное $U'_{оп}$ и сигнальное U'_c напряжения поступают на формирователи *Ф1* и *Ф2*, которые формируют старт- и стоп-импульсы. Старт-импульс с выхода *Ф1* устанавливает триггер *Т1* в состояние 1. При этом открывается элемент *И1*, пропуская импульсы генератора *ГИ* на счетчик *С*. Одновременно с этим старт-импульс поступает напрямую на счетный вход счетчика *С*, переписывая тем самым в него дополнительным кодом содержимое реверсивного счетчика *РС2*. При этом дополнительный старший разряд счетчика *С* через дешифратор *ДШ1* переходит в состояние 0, если старший разряд *РС2* находится в нулевом состоянии, а хотя бы один из остальных разрядов находится в состоянии 1.

Во всех других случаях дополнительный разряд счетчика *С* устанавливается в состояние 1. Разрешение на прохождение стоп-импульса дается с дешифратора *ДШ2* через элемент *ИЛИ*, как только старший и дополнительный разряды счетчика *С* устанавливаются в состояние 1. При этом триггеры *Т2* и *Т3* и элементы *И2* и *И3* совместно с генератором *ГИ* формируют пачки импульсов по двум выходам, причем знак рассогласования определяет выход, с которого снимаются эти пачки импульсов (*И2* или *И3*).

В каждой сформированной пачке число импульсов пропорционально значению временного рассогласования между стоп-импульсом и выходным импульсом счетчика *С*. Пачки импульсов с выходов элемента *И2* или *И3* подаются на реверсивный счетчик *РС1*, предназначенный для уменьшения рассогласования между стоп-импульсом и выходом счетчика *С* и последовательно подключенный к счетчику *РС2*. При этом счетчик *РС1* выполняет в схеме функцию дискретного интегрирующего звена, а изменение емкости *РС1* позволяет в до-

статочно широких пределах регулировать добротность ФСС, что повышает точность ПФК в целом. Выходной код преобразователя снимается со счетчика *РС2* и соответствует при нулевом рассогласовании измеряемому перемещению θ.

В заключение следует отметить, что цикл измерения прекращается, как только триггеры *Т2* и *Т3* переходят в состояние 1, открывая элемент *И4*, выходной сигнал которого переводит *Т1* и *Т2* в нулевое состояние. С приходом очередного старт-импульса начинается следующий цикл измерений.

Точность рассмотренных схем ПФК компенсационного типа с цифровыми ФСС, как уже отмечалось, во многом зависит от статических погрешностей компенсационного фазовращателя ЭФВ и фазочувствительного детектора *ФЧД*, которые являются основными узлами схем ПФК данного типа. Исследованию погрешностей и разработке методов повышения точности этих узлов посвящено большое количество работ [1, 3, 5, 7, 11, 17, 22, 26, 34, 35], и поэтому здесь структуры их построения рассматриваться не будут, тем более что, например, компенсационный фазовращатель ЭФВ относится к преобразователям код — фаза, которым посвящено не меньшее число работ [5, 13, 17, 22, 26, 42, 45], а рассмотрение этих вопросов выходит за рамки данной книги.

Рассмотрим один из возможных вариантов построения ПФК компенсационного типа с цифровой ФСС, где в качестве фазовращателя ЭФВ применяется преобразователь код — фаза с использованием счетчиков импульсов. Функциональная схема такого ПФК, построенная на использовании принципа фазовой автоподстройки частоты [17], приведена на рис. 6.8.

Схема включает в себя два контура фазовой автоподстройки частоты *ФАПЧ1* и *ФАПЧ2*, каждый из которых служит соответственно для опорного $U_{оп}$ и сигнального $U_с$ напряжений, сдвиг фаз между которыми необходимо измерить. Оба контура *ФАПЧ* построены по аналогичным схемам.

Входные сигналы $U'_{оп}$ и $U'_с$ поступают на входы фазосдвигающих элементов *ФЭ1* и *ФЭ1'* соответственно, где сдвигаются по фазе на $\pi/2$. Далее, проходя через делители напряжений *ДН1* и *ДН1'*, сдвинутые по фазе сигналы суммируются с сигналами $U'_{оп}$ и $U'_с$ в суммирующих усилителях *У1* и *У1'*. В фазовых детекторах *ФД1* и *ФД1'* происходит сравнение по фазе выходных сигналов усилителей и реверсивных счетчиков *РС2* и *РС2'*. Сигнал рассогласо-

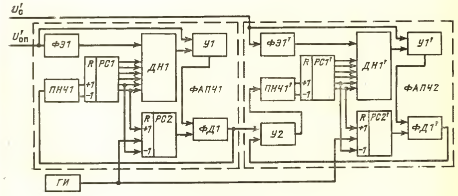


Рис. 6.8

вания с выходов *ФД* подается на преобразователи напряжение — частота *ПНЧ1* и *ПНЧ1'*. Выходные импульсы *ПНЧ* поступают на входы сложения или вычитания (в зависимости от знака сигнала рассогласования) последовательно соединенных счетчиков *PC2* и *PC2'*. При этом выходные коды *PC1* и *PC1'* плавно в пределах единицы младшего разряда счетчиков *PC2* и *PC2'* управляют коэффициентами передачи делителей *ДН*.

Таким образом, в схеме осуществляется регулировка сдвига фаз выходных сигналов *У1* и *У2* до момента совпадения их с фазами выходных сигналов счетчиков *PC2* и *PC2'*. В этот момент сигнал рассогласования в каждом из контуров *ФАПЧ* становится равным нулю, а выходной код ПФК, определяемый как разность кодов счетчиков *PC1* и *PC2* обоих *ФАПЧ*, соответствует измеряемому фазовому сдвигу между входными сигналами $U'_{оп}$ и $U'_{с}$. При этом преобразователи *ПНЧ* и реверсивные счетчики *PC* выполняют роль интегрирующих звеньев в прямой цепи преобразования. Компенсационными фазовращателями ЭФВ в данной схеме являются реверсивные счетчики *PC* совместно с генератором *ГИ*, т. е. фазовый сдвиг выходных напряжений такого типа ЭФВ пропорционален значению кода счетчиков *PC*. Суммирующий усилитель *У2*, на входы которого подаются выходные напряжения *ФД* обоих контуров *ФАПЧ*, введен в схему *ФАПЧ* для уменьшения динамической погрешности. Статическая точность ПФК рассматриваемого типа определяется смещением нулевых положений детекторов *ФД*.

Следует подчеркнуть, что схемы ПФК компенсационного типа в общем случае наиболее эффективны при высокочастотных наводках во входных цепях преобразователя для случая, когда отсутствуют влияния гармонических составляющих помехи.

В заключение рассмотрим несколько конкретных схем компенсационных ПФК с использованием в качестве первичного преобразователя СКВТ.

Функциональная схема одного ПФК такого типа представлена на рис. 6.9 [49]. На роторную обмотку *СКВТ* подается синусоидальное напряжение $E_0 \sin \omega t$. В результате возникновения в воздушном зазоре между ротором и статором пульсирующего магнитного поля в статорных квадратурных обмотках наводятся ЭДС $E_1 = E_2$:

$$E_1 \sin \omega t \sin \theta; \quad E_2 \sin \omega t \cos \theta.$$

Рис. 6.9

Рис. 6.10

Эти ЭДС поступают на входы двух фазочувствительных выпрямителей *ФЧВ*, на другие входы которых поступают прямоугольные периодические меандры, причем их фаза пропорциональна отработанному системой ФСС углу, значение которого хранится в реверсивном счетчике *PC*. Периодические меандры появляются на выходах цифрового сравнивающего устройства *ЦСУ* в результате сравнения кода *PC*, соответствующего цифровому эквиваленту угла, отработанного ФСС, и кода с выхода счетчика-делителя генератора *Г* питания, соответствующего значению текущей опорной фазы питающего напряжения, причем с первого выхода *ЦСУ* на вход *ФЧВ* поступают периодические меандры, первая гармоника которых $\sin(\omega t+\Phi)$, а со второго выхода — меандры, первая гармоника которых $\cos(\omega t+\Phi)$. Фазочувствительные выпрямители осуществляют умножение напряжений с квадратурных статорных обмоток и с выходов *ЦСУ* [49].

В результате умножения на выходах *ФЧВ* имеются напряжения

$$U_1=E_1\sin\omega t\sin\theta\sin(\omega t+\Phi);$$

$$U_2=E_2\sin\omega t\cos\theta\cos(\omega t+\Phi),$$

которые вычитаются на суммирующем усилителе *СУ*: $\Delta U=U_1-U_2$. В результате вычитания на выходе *СУ* имеется постоянная составляющая напряжения ΔU, пропорциональная рассогласованию между фактическим угловым положением вала и показанием *PC*, т. е. тем углом, который отработала следящая система: $U=0{,}5\sin(\theta, \Phi)$.

Кроме того, в выходном напряжении усилителя присутствуют высшие гармонические составляющие $\Delta U_{\sim}$, которые затем отфильтровываются фильтром *Ф*. Управляющий выходной сигнал *Ф* поступает на *ПНЧ*, который выдает последовательность импульсов. Частота повторения их зависит от величины рассогласования ΔU_{-}. Импульсы поступают в зависимости от знака рассогласования на тот или другой вход *PC*. Например, когда вал *СКВТ* находится в положении покоя и повернут на угол θ, напряжение рассогласования в установившемся режиме равно нулю и с *PC* считывается код, соответствующий углу θ. Если вал поворачивается на некоторый угол θ_1, напряжение рассогласования достигает некоторого значения — положительного, если приращение θ_1 положительно, и отрицательного, если приращение θ_1 отрицательно.

Напряжение рассогласования поступает на *ПНЧ*, который выдает последовательность импульсов на вход $+PC$ или $-PC$ в зависимости от знака ΔU_{-}. Так как существует цепь, связывающая *СУ* и *ФЧВ*, по мере приближения кода *PC* к фактическому значению угла уменьшается напряжение рассогласования ΔU_{-}, а с ним и частота импульсов с выхода *ПНЧ*. Этот процесс продолжается до тех пор, пока напряжение рассогласования не станет равным нулю, т. е. до того момента, когда код *PC* будет соответствовать фактическому угловому положению вала. Таким образом, преобразователь следит за входными сигналами и непрерывно преобразует их.

Такой преобразователь способен обеспечить высокую точность преобразования до $\pm 0{,}5'$ в зависимости от класса применяемого *СКВТ*. Он позволяет преобразовывать угловые положения вала *СКВТ*, вращающегося с частотой до 100 об/мин [49]. Однако его недостатком является то, что время переходного процесса, возникающего в ФСС преобразователя при его включении, случайных сбоях и больших ускорениях вращения вала, достигает значительной величины, что приводит к снижению быстродействия.

С целью повышения быстродействия предложена структура построения [а. с. 801022 (СССР)], в которой отсчетная часть работает по методу «бегущей стробирующей метки», что обеспечивается введением в схему двух компараторов *К1*, *К2*, фазосдвигающего элемента *ФСЭ* и схемы *ИЛИ* (рис. 6.10).

Выходные напряжения *СКВТ* поступают на *ФСЭ*, который обеспечивает получение напряжения, фаза которого пропорциональна углу поворота. Далее сигнал с *ФСЭ* поступает на вход *К1*, который фиксирует переход синусоидального напряжения от отрицательной полуволны к положительной. Сигнал с выхода *К1* поступает на первый вход элемента *ИЛИ*, на другой вход которого поступает сигнал с выхода *К2*, подключенного к выходу *СУ*. Порог срабатывания *К2* выбирается исходя из соображений минимального времени переходного процесса в *ФСС* при сохранении высокой точности преобразования. При срабатывании элемента *ИЛИ* сигнал с его выхода поступает на установочный вход *РС* и вслед за тем код со счетчика делителя генератора питания *Г*, соответствующий углу поворота вала *СКВТ*, переписывается в реверсивный счетчик, т. е. отсчетная часть преобразователя работает по методу «бегущей стробирующей метки». Когда выходное напряжение *СУ* не превышает напряжения срабатывания *К2*, преобразователь работает в следящем режиме. При срабатывании *К2* ЦПУ переходит в циклический режим.

Вторым недостатком преобразователя рис. 6.9 являются его критичность к асимметрии синусного и косинусного каналов первичного преобразователя и слабое подавление нечетных гармоник на выходе синхронных детекторов. Этого недостатка лишен компенсационный ПФК [а. с. 1022203 (СССР)], функциональная схема которого представлена на рис. 6.11.

Преобразователь содержит *СКВТ*, работающий в режиме фазовращателя, синхронные детекторы *СД1* и *СД2*, фильтр нижних частот *ФНЧ*, преобразователь напряжение — частота *ПНЧ*, реверсионный счетчик *РС*, генератор частоты сетки *ГЧС*, синусно-косинусные генераторы *СКГ1* и *СКГ2*, преобразователи кода в напряжение *ПКН1* и *ПКН2* и тока *ПКТ1* и *ПКТ2*.

Схема работает следующим образом.

На выходе фазовращателя наводятся напряжения

$$E_1 \sin(\omega t + \theta); \; -E_2 \cos(\omega t + \theta),$$

которые поступают на входы синхронных детекторов $СД_i$. На их опорные входы

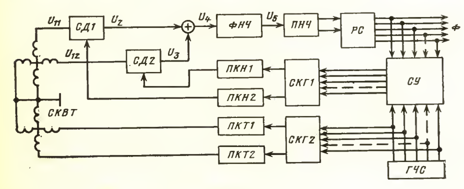


Рис. 6.11

с выходов $ПКН_i$ подаются сигналы

$$U_{11} \sin(\omega t+\Phi);\ U_{12} \cos(\omega t+\Phi).$$

При перемножении входного и опорного напряжений в *СД1* получаем

$$k_2E_1 \sin(\omega t+\theta)\, U_{12} \cos(\omega t+\Phi) = U_2 \sin(\theta-\Phi)+U_2 \sin(2\omega t+\theta+\Phi),$$

где k_2 — коэффициент передачи *СД1*, а $U_2=0{,}5E_1U_{12}k_2$. Аналогично на выходе *СД2* получаем

$$k_3[-E_2 \cos(\omega t+\theta)]\, U_{11} \sin(\omega t+\Phi) = U_3 \sin(\theta-\Phi)-U_3 \sin(2\omega t+\theta+\Phi),$$

где k_3 — коэффициент передачи *СД2*, а $U_3=0{,}5E_2U_{11}k_3$.

Напряжение на выходе сумматора *СУ* определяется выражением

$$U_4=(U_2-U_3) \sin(\theta-\Phi)+(U_2-U_3) \sin(2\omega t+\theta+\Phi).$$

Поскольку $U_2\approx U_3$, напряжение второй гармоники на выходе *СУ* невелико. Это напряжение подавляется фильтром нижних частот *ФНЧ*, тогда на его выходе получаем $U_5=(U_2+U_3) \sin(\theta-\Phi)$.

В установившемся состоянии $U_5=0$, что возможно только при $\Phi=\theta$. Таким образом, асимметрия вторичных обмоток фазовращателя и неравенство коэффициентов передачи *ФВ* не приводят к появлению ошибки преобразователя. Поскольку напряжения на входах *СУ* равны нулю, недостаточное подавление синфазных сигналов в сумматоре также не приводит к появлению ошибок.

Взаимная компенсация в *СУ* напряжений второй гармоники, образующихся в *СД*, облегчает фильтрацию полезного сигнала в *ФНЧ*.

Отсутствие жестких требований к стабильности коэффициентов передачи *СД* позволяет использовать как релейные *СД*, так и гармонические. Гармонический *СД* характерен абсолютной частотной избирательностью, что позволяет исключить влияние всех гармоник, но он значительно проигрывает релейному детектору в стабильности коэффициента передачи, что не позволяет использовать гармонические *СД* в известных преобразователях.

В рассматриваемом преобразователе отсутствуют погрешности вследствие небольших асимметрии и неперпендикулярности первичных обмоток фазовращателя и напряжений питания первичных обмоток (эффект фильтра обратной последовательности), что уменьшает влияние погрешностей самого фазовращателя, а также позволяет снизить его напряжения питания. Использование гармонических синхронных детекторов снижает требования к содержанию гармоник в спектре напряжения питания фазовращателя, т. е. упрощает выполнение источника питания [50].

Дальнейшее повышение точности может быть достигнуто применением двухотсчетных следящих ЦПУ, особенности построения которых рассмотрены в гл. 7.

6.4. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ФАЗОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Часто ряд задач, выполняемых с помощью ЭВМ, требует решения тригонометрических уравнений, например задача преобразования координат. При использовании обычных ЦПП для решения задач преобразования координат необходимо предварительное преобразование угла в синус и косинус, т. е. в ряде случаев ЭВМ оперирует не с кодом угла, а с его синусом и косинусом. Это приводит к дополнительным затратам времени работы ЭВМ на преобразование угла в синус и косинус, т. е. к снижению производительности машины. Применение

функциональных преобразователей позволяет избежать дополнительных затрат машинного времени на преобразование угла в синус и косинус [49].

Структурная схема функционального преобразователя [а. с. 651386 (СССР)] представлена на рис. 6.12. Импульсы с генератора *G* поступают на цифровой синусно-косинусный формирователь *ЦСКФ*, а также на счетчик-делитель *СТ2*, имеющий коэффициент пересчета 2^n. Формирователь *ЦСКФ* выдает со своих выходов коды синуса и косинуса угла, значения которых непрерывно формируются с *СТ2*. Код, появляющийся на его выходах, образует временную шкалу преобразователя. Работа *ЦСКФ* и *СТ2* синхронизирована.

Далее коды синуса и косинуса угла преобразуются в напряжения с помощью *ЦАП*. Эти напряжения питают фазовращатель *ФВ* на базе *СКВТ*. Синусоидальное напряжение с его выхода, сдвинутое по фазе относительно питающего напряжения на угол θ, пропорциональный развороту вала *ФВ*, поступает на нуль-орган *НО*, который формирует импульсы в момент перехода синусоидального напряжения через нуль от отрицательного значения к положительному. Импульсы считывают код *Φ*, пропорциональный углу поворота вала *ФВ*, с *СТ2* и, кроме того, коды Φ_s и Φ_c, пропорциональные синусу и косинусу угла.

Отсчетная часть преобразователя работает по принципу «бегущей стробирующей метки». Осуществляется не только преобразование угла поворота вала в код, но и одновременное формирование кодов синуса и косинуса этого угла. Такое расширение функциональных возможностей позволяет при решении ряда задач существенно разгрузить ЭВМ за счет исключения операций вычисления синуса и косинуса угла и, таким образом, высвободить часть машинного времени.

Недостатком преобразователя является невысокая точность.

С целью повышения точности предложена схема, представленная на рис. 6.13, в которой напряжение питания на статорные обмотки *ФВ* на основе *СКВТ* от *ЦАП* подается через интегрирующие блоки *ИБ*, а выходы *ФВ* соединены с *НО* через повторители напряжения *ПН*, фазосдвигающие блоки *ФСБ* и дифференциальный усилитель ДУ [а. с. 942101 (СССР)].

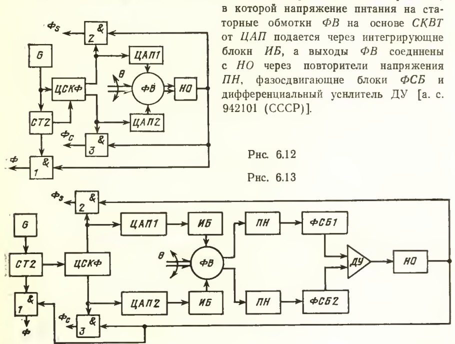


Рис. 6.12

Рис. 6.13

Такой функциональный ЦПУ работает следующим образом.

Двоичный N-разрядный счетчик считывает импульсы тактовой частоты $f_т$, поступающие на его вход от генератора импульсов, в результате чего на выходе счетчика образуется линейный циклический код. Этот код с помощью *ЦСКФ* непрерывно преобразуется в коды синуса и косинуса числа, записанного в данный момент в счетчике. При этом разрядность счетчика выбирается исходя из необходимой разрешающей способности преобразования угла в код, а разрядность выходов *ЦСКФ* — из необходимой точности получения значений синуса и косинуса этого угла. Коды синуса и косинуса с выходов формирователя поступают соответственно на входы блоков элементов *И* (*2*, *3*), а n старших разрядов поступают также на входы биполярных *ЦАП*. На их выходах формируются кусочно-аппроксимированные напряжения, равные по амплитуде и сдвинутые по фазе на 90°. Уменьшение числа участков аппроксимации выходных напряжений преобразователей за счет подачи на их входы только n старших разрядов кодов синуса и косинуса позволяет снизить требования к быстродействию *ЦАП* в 2^{N-n} раз, но, с другой стороны, приводит к соответствующему увеличению погрешности и формированию квадратурных напряжений. Поэтому между преобразователями и входными обмотками *ФВ* введены *ИБ*, осуществляющие сглаживание выходных напряжений *ЦАП* на участках дискретизации. На выходах *ФВ* образуются напряжения, сдвинутые по фазе относительно входных напряжений на угол, определяемый углом θ поворота его ротора. Выходы *ФВ* связаны с *ФСБ* через *ПН* большим входным сопротивлением, что обеспечивает работу первичного преобразователя в режиме холостого хода и независимость регулировки *ФСБ*. Блок *ФСБ1* осуществляет сдвиг фазы напряжения на $+\pi/2$, а *ФСБ2* — на $-\pi/2$. Напряжение с *ФСБ* поступает на входы *ДУ*, на выходе которого формируется синусоидальное напряжение, сдвинутое по фазе на угол, определяемый углом поворота *ФВ*. Так как напряжение на выходе *ДУ* есть результат взаимодействия напряжений с двух выходных обмоток *ФВ*, сдвинутых фазосдвигающими блоками относительно друг друга на $\pi/2$, то влияние квадратурных погрешностей питания на сформированный фазовый сдвиг значительно уменьшается, что приводит к существенному увеличению точности преобразователя. Нуль-орган вырабатывает импульс в момент перехода через нуль от отрицательных значений к положительным синусоидального напряжения, поступающего с выхода вычитателя.

Так как фазы напряжений, питающих фазовращатель, однозначно связаны с состоянием счетчика, а выходное напряжение *ДУ* сдвинуто по фазе на угол, определяемый углом поворота ротора фазовращателя, то в момент срабатывания *НО* в счетчике содержится кодовый эквивалент угла, а на выходах формирователя содержатся кодовые эквиваленты синуса и косинуса угла поворота *ФВ*. Импульс с *НО* разрешает передачу этой информации на выходы схем совпадения.

Недостатком, свойственным двум рассмотренным выше вариантам ЦПП, является ограниченное быстродействие.

Действительно, в их устройствах время преобразования равняется периоду частоты напряжения, сформированному ЦАП. Этот период задается частотой импульсов генератора и разрядностью счетчика. Уменьшение времени может быть достигнуто увеличением частоты импульсов и соответствующим повышением требований к быстродействию цифровых и цифро-аналоговых узлов преобразователя. С другой стороны, уменьшение времени преобразования ограничено типом

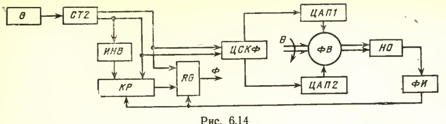


Рис. 6.14

используемого *ФВ* (для обычно используемых в качестве ФВ СКВТ частота питания составляет 400—1000 Гц). Если получение кодов синуса и косинуса угла не требуется, то схемы совпадения могут быть исключены, а требования к разрядности и быстродействию *ЦСКФ* снижены.

С точки зрения повышения быстродействия представляет интерес иное построение обычного ЦПП, структурная схема которого представлена на рис. 6.14 [а. с. 1113826 (СССР)]. Для повышения быстродействия в ЦПП введены инвертор *ИНВ*, коммутатор *КР*, формирователь импульсов *ФИ*, регистр *RG*.

Преобразователь работает следующим образом.

Импульсы с генератора импульсов *G* поступают на *N*-разрядный счетчик *СТ2*, на выходах которого формируется циклический код, образующий первую временную шкалу преобразования. Значение старшего разряда счетчика *СТ2* инвертируется *ИНВ* и вместе с *N*—1 младшими разрядами счетчика образует вторую временную шкалу преобразования.

Код с выхода *СТ2* поступает на вход *ЦСКФ*, на выходах которого формируются коды синуса и косинуса угла, непрерывно формируемого в *СТ2*. Коды синуса и косинуса угла поступают на *ЦАП1* и *ЦАП2* и преобразуются ими в синусоидальные напряжения равной амплитуды, сдвинутые по фазе относительно друг друга на 90°. Эти напряжения поступают на входные обмотки *ФВ*, образуется напряжение, сдвинутое по фазе на угол, определяемый углом поворота ротора *ФВ*. Это напряжение поступает на вход нуль-органа *НО*, в результате чего на его выходе формируются прямоугольные импульсы, длительностью равные половине периода синусоидального напряжения, питающего *ФВ*, и с фронтами, совпадающими с моментами перехода через нуль его выходного напряжения. Эти импульсы поступают на управляющий вход *КР* через *ФИ*. В течение положительной полуволны выходного напряжения *ФВ КР* по сигналам *НО* пропускает прямое значение кода старшего разряда *СТ2*, а в течение отрицательной полуволны — инвертированное значение кода старшего разряда счетчика *СТ2*.

Таким образом, на один период повторения на информационных входах *RG* в зависимости от состояния *КР* поочередно действуют обе временные шкалы преобразования. Импульсы с *НО* поступают на вход *ФИ*, который по фронтам входных импульсов дважды за период повторения синусоидального напряжения с выхода *ФВ* формирует сигналы записи, поступающие на управляющий вход *RG* и задержанные относительно фронтов входных импульсов на время задержки переключения *КР*. Так как в момент перехода выходного напряжения *ФВ* через нуль от отрицательного значения к положительному содержимое счетчика представляет собой кодовый эквивалент угла поворота ротора *ФВ* и *КР* пропускает прямое значение кода старшего разряда счетчика, то в *RG* записывается

значение кода угла поворота ротора *ФВ*. В момент перехода его выходного напряжения через нуль от положительного значения к отрицательному содержнмое счетчика представляет собой кодовый эквнвалент угла, отличающегося от действительиого угла поворота ротора *ФВ* на 180°. С другой стороны, так как цена старшего разряда счетчика равна 180°, а *КР* в этот момент пропускает иа вход ннвертированное значение *RG* старшего разряда счетчика, то в *RG* записывается значение кода угла, отличающееся от значения кода на счетчнке на 180°, т. е. значение кода действительного угла поворота ротора *ФВ*, нмеющего место в данный момент.

Следовательно, значение кода *Ф* угла поворота вала в ЦПП обновляется дважды за пернод нзменения напряжения, пнтающего *ФВ*.

Такнм образом, введенне инвертора, коммутатора, формнрователя импульсов, регистра и организации связей, как это опнсано выше, позволяет простыми средствами повысить быстродействие преобразователя угла поворота вала в код в 2 раза без повышения требованнй к быстродействню входящнх в устройство узлов.

Следует отметить, что этот вариант построення ЦПП уступает двум предыдущим по своим функциональным возможностям. Их расширение возможно осуществить за счет формирования, например, кодов скорости н ускорения в отсчетной частн ЦПУ, что будет рассмотрено в гл. 8.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ
КОМБИНИРОВАННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ФАЗА — КОД

7.1. КОММУТАЦИОННЫЕ ПФК

Дальнейшее повышение точностн и быстродействия, расширение диапазона измеряемых перемещений в ПФК приводят к необходимостн использованяя различных комбинаций известных способов преобразования фазы в код, т. е. так называемых комбииированных методов построения ПФК. Рассмотрим основные структуры построения преобразователей фаза — код этого типа.

Коммутационные ПФК, илн, иначе, ПФК двойного преобразования фазы, применяются, как правило, для исключения погрешностей, связанных с неидентичностью измерительного и опорного каналов преобразователей. Этн погрешности могут достигать достаточно большнх значенкй. *Существуют две основные группы ПФК с использованием коммутации каналов* [13, 17, 36, 37, 43].

Преобразователи фаза — код первой группы основаны на определенин неидентичности каналов измерення за счет периодической подачн одного из входных сигналов на входы обоих каналов. При этом в процессе измерения учтенная неидентичность автоматически вычитается. На рнс. 7.1 приведена упрощенная

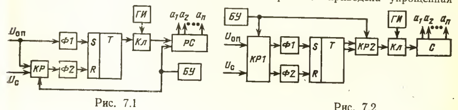


Рис. 7.1

Рнс. 7.2

функциональная схема одного из вариантов построения ПФК этой группы [42].

Опорное $U_{оп}$ и сигнальное U_c напряжения через коммутатор *КР* поочередно подаются на формирователь *Ф2* измерительного канала. На формирователь *Ф1* опорного канала напрямую постоянно подается напряжение $U_{оп}$. Таким образом, в первый полупериод коммутации на входы формирователей *Ф1* и *Ф2* (опорного и измерительного каналов) поступают два разных напряжения $U_{оп}$ и U_c, а во второй полупериод коммутации — только одно опорное напряжение $U_{оп}$. Следовательно, в первый полупериод на выходе триггера *Т* образуются «временные ворота», длительность которых пропорциональна измеряемому фазовому сдвигу между $U_{оп}$ и U_c (аналогично тому, как это производится в схемах ПФК времяимпульсного преобразования, например, в схеме рис. 5.1). Во второй полупериод коммутации, когда на оба канала поступает только одно опорное напряжение, на выходе триггера *Т* также образуются «временные ворота», длительность которых зависит в основном от неидентичности фазовых характеристик опорного и измерительного каналов.

Выходные сигналы триггера *Т*, проходя через *Кл*, заполняются высокочастотными импульсами с генератора *ГИ*, а образованные таким путем пачки импульсов считываются реверсивным счетчиком *РС*. При этом в первом полупериоде коммутации счетчик *РС* работает на сложение, а во втором — на вычитание. Таким образом, в данной схеме автоматически исключается погрешность, связанная с неидентичностью характеристик каналов измерения. Реверсирование счетчика *РС* осуществляется с помощью блока управления *БУ* синхронно с переключениями коммутатора *КР*. Частота переключений *КР* выбирается исходя из необходимой длительности цикла измерения, которая определяется периодом коммутации и равна ему. Принцип построения рассмотренной схемы используется в серийно выпускаемом нашей промышленностью фазометре *Ф2*-4.

В преобразователях фаза — код коммутационного типа, относящихся ко второй группе, каждое измерение фазового сдвига между $U_{оп}$ и U_c производится 2 раза: при прямом подключении каналов ПФК к опорному и измерительному сигналам и при перекрестном подключении этих каналов. При этом происходит автоматическая компенсация погрешности неидентичности каналов измерения за счет того, что фазовый сдвиг определяется как полусумма двух значений фазовых сдвигов при прямом и перекрестном подключениях каналов [13, 17, 36, 37, 43]. Упрощенная функциональная схема такого ПФК представлена на рис. 7.2 [13].

Опорное $U_{оп}$ и сигнальное U_c напряжения с выхода *ФВ* (не показанного на рисунке) в первый полупериод коммутации через коммутатор *КР1* поступают соответственно на формирователи *Ф1* и *Ф2* (опорного и измерительного каналов ПФК). Этот полупериод коммутации соответствует режиму прямого измерения. При втором полупериоде коммутации (режим перекрестного измерения) опорное и сигнальное напряжения меняются местами. Другими словами, коммутатор в это время подключает $U_{оп}$ к измерительному каналу, а U_c — к опорному каналу ПФК. Таким образом, в каждом цикле измерения дважды происходит переключение входных сигналов ПФК с прямого на перекрестное и обратно, т. е. старт- и стоп-импульсы с выходов *Ф1* и *Ф2* дважды меняются местами. Второй коммутатор *КР2* служит для подключения ко входу ключа *Кл* соответственно прямого выхода триггера *Т* при прямом измерении и инверсного выхода при перекрестном. При этом второй вход ключа *Кл* соединен с выходом генератора *ГИ*. Блок управления *БУ* осуществляет синхронизацию

и управление работой коммутаторов $КР_i$. Выходной код счетчика $С$, определяемый полусуммой фазовых сдвигов прямого и перекрестного измерений, как следует из описанного принципа действия схемы, пропорционален измеряемому перемещению θ.

К недостаткам схемы рис. 7.2 следует отнести погрешность, возникающую при измерении фазы, близкой к 2π, а также погрешность от нестабильности частоты входных сигналов $U_{оп}$ и $U_с$.

Существует ряд способов уменьшения этих погрешностей. О некоторых из них уже говорилось в предыдущих главах, и их можно использовать в схемах коммутационных ПФК. Рассмотрим еще несколько методов. В частности, для расширения диапазона измерения в ряде случаев используют так называемые двухполупериодные ПФК.

Большинство рассмотренных ранее схем являются, как следует из принципов их действия, однополупериодными. Действительно, в приведенных схемах, как правило, измеряется относительная длительность временного сдвига между началами положительных или отрицательных полуволн измеряемых напряжений. В двухполупериодных ПФК измеряется относительная длительность временных сдвигов между переходами через нуль и положительных и отрицательных полуволн. При этом ПФК указанного типа обладают повышенной точностью в связи с уменьшением погрешности дискретности и частотной погрешности, уменьшением зависимости от амплитуды входных сигналов, а также от параметров основных элементов схемы (компараторов, формирователей и т. д.) [5, 13, 36, 42, 43].

Рассмотрим один из вариантов построения двухполупериодного ПФК на примере схемы, представленной на рис. 7.3 [а. с. 211655 (СССР)].

Опорное $U_{оп}$ и сигнальное $U_с$ напряжения поступают на вход формирователя *Ф*, с выходов которого снимаются прямоугольные импульсы с длительностью, равной временному сдвигу между началами положительных полуволн, и импульсы с длительностью, соответствующей интервалу между началами отрицательных полуволн входных сигналов ПФК. Эти импульсы подаются соответственно на первые входы элементов *И2* и *И3*. Импульсы с выхода генератора *ГИ* через элемент *И1*, находящийся в открытом состоянии только во время измерения, поступают на триггер *Т1*. Делитель частоты *ДЧ* и триггер *Т2* совместно с элементом *И1* ограничивают время измерения подобно тому, как это происходит в схемах ПФК с постоянным временем измерения (например, схема рис. 5.9). Продифференцированные посредством дифференцирующих цепочек $ДЦ_i$ остроконечные импульсы, сдвинутые относительно друг друга на π по фазе, с частотой следования, равной $f_{г.и}/2$, поступают на вторые входы элементов *И2* и *И3*. С выхода элемента *ИЛИ* пачки импульсов, прошедших через *И2* и *И3*, считы-

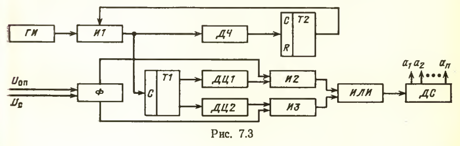


Рис. 7.3

ваются двоичным счетчиком *ДС*. В моменты времени, когда открыты оба элемента *И2* и *И3*, на счетчик поступают импульсы с частотой следования, удвоенной по сравнению с импульсами, поступающими в моменты, когда открыта одна из схем — *И2* или *И3*.

Такая структура построения схемы ПФК дает возможность суммировать в счетчике *ДС* результаты измерения фазового сдвига за два полупериода независимо от значения измеряемого перемещения θ. Отсюда следует, что данная схема ПФК, обладая всеми достоинствами двухполупериодного ПФК, перечисленными ранее, имеет такой же диапазон измеряемых перемещений, как и однополупериодные схемы.

Для уменьшения частотной погрешности, как известно, можно использовать методы автоподстройки частот входных сигналов и частоты генератора *ГИ*, вводить жесткую синхронизацию этих частот, применять схемы с гетеродинным преобразованием частот и т. д. Кроме того, иногда применяют для уменьшения частотной погрешности и погрешности измерения фазовых сдвигов, близких к 2π, метод калиброванного отсчета [17]. Функциональная схема ПФК с введением калиброванного отсчета представлена на рис. 7.4.

Опорное $U_{\text{оп}}$ и сигнальное U_{c} напряжения поступают на формирователи *Ф1* и *Ф2*, которые образуют старт- и стоп-импульсы. Импульсы генератора *ГИ* непрерывно считываются счетчиком периода *С1*. С приходом каждого старт-импульса код счетчика *С1* посредством блока элементов *И1* (*БИ1*) переписывается в регистр двоичного умножителя *ДУ*. После этого сигналом с выхода линии задержки *ЛЗ* счетчик *С1* устанавливается в состояние 0. В умножителе *ДУ* происходит умножение частоты $f_{\text{г.и}}$ генератора *ГИ* на код периода опорного напряжения $N_{\text{оп}}$.

При этом частота $f_{\text{д.у}}$ на выходе *ДУ* определяется как

$$f_{\text{д.у}}=f_{\text{г.и}}N_{\text{оп}}/N_0,$$

где N_0 — емкость счетчика умножителя *ДУ*. С приходом команды *Пуск* счетчик точного отсчета *С2* и триггер *Т* устанавливаются в 0. Установку в 0 реверсивного счетчика *РС* производит первый старт-импульс после команды *Пуск*.

В зависимости от режима работы измерителя временных интервалов *ИВИ* (построенного по любой известной схеме) на его выходе формируются одна или несколько пачек импульсов, которые через элемент *ИЛИ* подаются одновременно на входы блока синхронизации *БС* и счетчика *С2*. При этом частота импульсов в пачке определяется частотой $f_{\text{г.и}}$. При одновременном приходе на вход

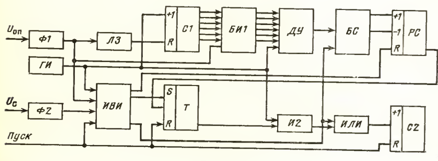


Рис. 7.4

БС сигналов с выходов *ИВИ* и *ДУ* на выходе блока *БС* импульсы отсутствуют. Когда на вход блока *БС* приходит только один сигнал с *ИВИ* или с *ДУ*, а другой отсутствует, на выходе блока *БС* появляется импульс, поступающий на реверсивный счетчик *РС*. При этом выходной импульс *БС* при отсутствии сигнала с *ИВИ* поступает на вход сложения счетчика *РС*, а при отсутствии сигнала с *ДУ* — на вход вычитания. Следовательно, момент окончания пачки импульсов, поступающих с измерителя *ИВИ* при отсутствии сигнала с *ДУ* на вычитающий вход счетчика *РС*, соответствует формированию стоп-импульса (так как частота $f_{г.и}$ больше частоты $f_{д.у}$). При этом сигнал со второго выхода *ИВИ* устанавливает триггер *Т* в состояние 1, открывается элемент *И2* и импульсы с генератора *ГИ* считываются счетчиком *С2*.

При отсутствии сигнала с измерителя *ИВИ* на вход сложения счетчика *РС* поступают импульсы с частотой $f_{д.у}$. В момент установления *РС* в нулевое состояние на его выходе образуется импульс, переводящий триггер *Т* в состояние 0, элемент *И2* закрывается и цикл измерения заканчивается. Временной интервал между старт-импульсом и нулевым значением *РС* равен

$$\Delta t = \frac{N_с}{f_{д.у}} = \frac{N_с}{N_{оп}} \frac{N_0}{f_{г.и}},$$

где $N_с$ — число импульсов в пачке, соответствующее временному интервалу между старт- и стоп-импульсами.

Значение кода на выходе счетчика *С2* в конце цикла измерения определяется выражением

$$N_{вых} = \Delta t f_{г.и} = \frac{N_с}{N_{оп}} N_0.$$

Таким образом, на выходе счетчика *С2* формируется код, пропорциональный измеряемому перемещению θ, а частотная погрешность автоматически компенсируется. Описанный принцип действия схемы рис. 7.4 определяет работу ПФК мгновенного измерения фазового сдвига. Очевидно, что довольно просто из такой схемы сделать ПФК интегрирующего типа. В случае использования в рассмотренной схеме интегрирующего *ИВИ* стар-импульс следующего временного интервала установит счетчик *РС* в состояние 0 и цикл измерения будет повторяться. При этом в счетчик *С2* будет записываться код каждого следующего мгновенного значения фазового сдвига и в конце измерений на выходе счетчика *С2* будет сформирован в итоге код среднего за время измерения значения сдвига фаз. Недостатком рассмотренной схемы ПФК с введением калиброванного отсчета является определенная сложность схемы, вызванная введением ряда дополнительных элементов.

Некоторым упрощением при практической реализации коммутационных ПФК с двойным измерением фазового сдвига является использование способа построения ПФК с одним каналом преобразования и коммутацией на этот канал входных сигналов [17, 43]. Один из вариантов построения функциональной схемы такого ПФК приведен на рис. 7.5 [43].

Опорное $U_{оп}$ и сигнальное $U_с$ напряжения поочередно подаются на формирователь *Ф* старт- и стоп-импульсов через коммутатор *КР*. Очередность подключения к *Ф* входных сигналов $U_{оп}$ и $U_с$ определяется состоянием триггера *Т2*. При наличии разрешающего потенциала на выходе триггера *Т1* старт- или стоп-импульсы проходят через элемент *И1*, переключая своим фронтом триггер *Т2* и

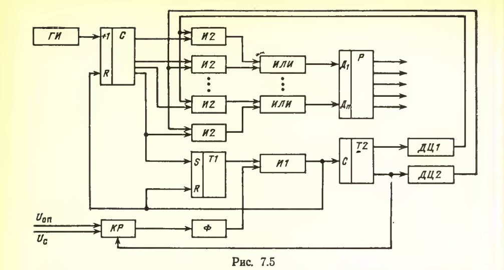


Рис. 7.5

устанавливая одновременно своим срезом триггер *T1* и счетчик *C* в состояние 0. Счетчик *C* после каждого переключения триггера *T2* формирует временной интервал, в течение которого прохождение старт- и стоп-импульсов через элемент *И1* запрещается. Этот временной интервал выбирается из условия окончания переходных процессов при переключении сигналов $U_{оп}$ и U_c к формирователю *Ф* и заканчивается с приходом импульса с выхода одного из разрядов счетчика *C*, который устанавливает триггер *T1* в единичное состояние.

При этом в случае переключения *T2* старт-импульсом импульс дифференцирующей цепи *ДЦ2* через элементы *И2* и *ИЛИ* разрешает переписать значение обратного кода счетчика *C* в регистр *P*. В случае переключения *T2* стоп-импульсом импульс цепи *ДЦ1* разрешает переписать в регистр *P* значение прямого кода счетчика *C*. Таким образом, в регистре *P* фиксируется мгновенное значение разности фаз сигналов $U_{оп}$ и U_c в прямом коде после каждого измерения. Как уже отмечалось, временной интервал между моментом подключения каналов и командой на разрешение прохождения старт- и стоп-импульсов через формирователь *Ф* на управляющий триггер *T2* зависит в данной схеме от времени переходных процессов и взаимного расположения старт- и стоп-импульсов. Если время переходных процессов меньше периода входных сигналов *T*, время двух измерений сдвига фаз может быть равно *2T* и даже сведено до одного *T* [17].

В заключение необходимо подчеркнуть, что общим недостатком ПФК с двойным измерением сдвига фазы является низкое быстродействие, зависящее от переходных процессов при коммутации. При этом основным достоинством ПФК рассматриваемого типа является существенное повышение их точности.

7.2. МНОГООТСЧЕТНЫЕ ПФК

7.2.1. Общие сведения

Все рассмотренные в этой главе, а также в гл. 5 и 6 схемы преобразователей перемещение — фаза — код относятся к одноотсчетным многоразрядным ПФК. Такие преобразователи осуществляют преобразование, например, углового

перемещения вала какого-либо вращающегося объекта в пределах одного оборота вала, т. е. в диапазоне 0—360°. Для дальнейшего увеличения диапазона измерения необходимо введение грубого отсчета (ГО), позволяющего отсчитывать число оборотов (или шагов) преобразователя точного отсчета (ТО). Таким образом, построение многоотсчетных преобразователей предполагает наличие каналов грубого и точного отсчетов. Существует два основных метода построения многоотсчетных ПФК: *метод с использованием специального датчика ГО и метод формирования ГО по показаниям точного отсчета* специальным устройством без применения датчика ГО.

Применение первого метода предусматривает наличие специальной схемы согласования отсчетов (ССО), необходимой потому, что коэффициент редукции ГО, осуществляющий масштабное преобразование угла в реальных преобразователях, не является постоянной величиной. Его непостоянство вызвано наличием как систематических, так и случайных погрешностей преобразования в канале ГО. Кроме того, измерение кода ГО происходит с погрешностями, значительно превышающими ТО [1, 11, 17, 22, 23, 39].

При использовании второго метода в согласовании отсчетов нет необходимости, так как в схемах преобразователей этого типа в момент перехода через максимальное значение ТО формируется импульс, который поступает на вход реверсивного счетчика ГО. В результате получаем ГО накапливающего типа. Отсюда следует, что преобразователи, использующие второй метод согласования отсчетов, обладают недостатками, присущими ПФК накапливающего типа. Выбор того или иного метода построения многоотсчетных преобразователей зависит от условий работы, метрологических требований и т. д. Рассмотрим более подробно различные варианты построения многоотсчетных ПФК, реализующих оба метода.

7.2.2. ПФК с использованием датчиков грубого отсчета

Упрощенная схема двухотсчетного ПФК представлена на рис. 7.6 [22]. Схема состоит из первичного преобразователя измеряемых перемещений *ПП* и

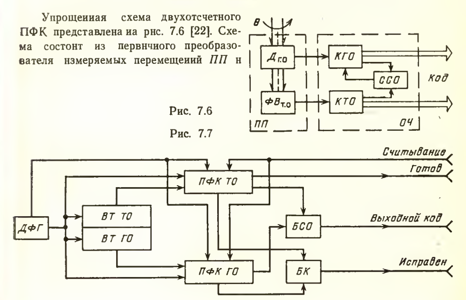


Рис. 7.6

Рис. 7.7

отсчетной части *ОЧ*. Преобразователь перемещений включает в себя фазовращатель точного отсчета $ФВ_{т.о}$ и датчик грубого отсчета $Д_{г.о}$. При этом и $ФВ_{т.о}$, и $Д_{г.о}$ располагаются, например, непосредственно на измеряемом валу, преобразуя угол поворота в электрические сигналы, параметры которых зависят от этого угла. При этом $ФВ_{т.о}$ многократно за оборот вала повторяет фазу сигнала. Число циклов изменения фазы равно коэффициенту преобразования масштаба $К_{п.м}$, поэтому часто $ФВ_{т.о}$ называют преобразователем масштаба угла ПМУ. Наличие коэффициента $К_{п.м}$ вносит неоднозначность отсчета и, как правило, представляет собой ПМУ с коэффициентом $К_{п.м}=1$ [11, 17, 22].

Отсчетная часть преобразователя имеет соответственно два канала: канал ТО (*КТО*) и канал ГО (*КГО*), которые могут в общем случае быть построены с использованием любых методов преобразования, рассмотренных выше. Однако при использовании этих методов необходимо в схему вводить согласование отсчетов ГО и ТО (на рис. 7.6 блок *ССО*) для устранения возможной погрешности, определяемой младшим разрядом ГО, поскольку дискретность канала ГО всегда соответствует единице старшего разряда канала точного отсчета. Следует также отметить, что многоотсчетные преобразователи, как правило, имеют два отсчета и только в некоторых случаях используются три и большее число отсчетов снстемы преобразования перемещений.

Рассмотрим принципы построения многоотсчетных ПФК с использованием датчиков ГО, например циклический преобразователь с электромашнныым *ФВ* [53], состоящий из двухотсчетного электромашинного фазовращателя (ЭМФВ) и электронного блока.

В качестве ЭМФВ используются бескорпусные двухотсчетные вращающиеся трансформаторы типа ВТ-71 или ВТ-100 с коэффициентом электрической редукции канала точного отсчета 16 и 323 соответственно.

Электронный блок преобразователя содержит двухфазный генератор ДФГ (рис. 7.7), питающий ЭМФВ, преобразователи фаза — код точного *ПФК ТО* и грубого *ПФК ГО* отсчетов, блок совмещения отсчетов *БСО* и блок контроля *БК*, на выходе которого выдается сигнал *Исправен* в виде потенциала +5 В при исправности линий связи ЭМФВ с электронным блоком, а также при исправности *ДФГ* и аналого-цифровых устройств электронного блока. Электронный блок имеет две модификации — для использования совместно с ВТ-71 или ВТ-100.

Синусоидальный выходной сигнал *ДФГ* формируется путем деления частоты кварцевого генератора (15 МГц) и последующей фильтрации полученного напряжения (частотой 3660 Гц), причем для снижения порядка фильтра и, следовательно, повышения стабильности его характеристик предварительно формируется ступенчатый синусоидальный сигнал, в котором отсутствуют высшие гармоники до шестой включительно. Фазовый сдвиг между выходными сигналами, равный 90°±30′, и равенство амплитуд сигналов с погрешностью ±2 % обеспечивает прецизионный фазовращатель. Коэффициент гармоник выходных сигналов *ДФГ* не превышает 0,1 %.

Упрощенная функциональная схема канала ТО приведена на рис. 7.8. Преобразователь *ПФК ТО* выполнен по схеме прямого измерения фазы с одним пороговым элементом *ПЭ*, на вход которого поочередно с помощью ключей *К1—К4* подаются синусоидальные сигналы со входов (U_{11} и U_{12} на рис. 7.9) и выходов (U_{21} и U_{22}) вращающегося трансформатора точного отсчета. В такой схеме исключаются погрешности разброса порогов срабатывания и задержек пе-

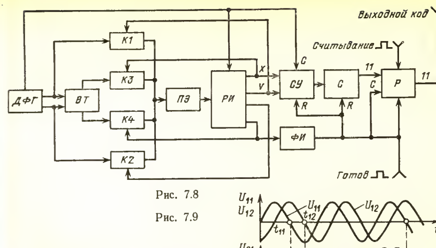


Рис. 7.8

Рис. 7.9

реключения, неизбежных при использовании нескольких *ПЭ*.

Пороговый элемент вырабатывает короткий импульс при переходе синусоидального сигнала на его входе из положительного значения в отрицательное через нулевое значение. По фронту этого импульса переключается распределитель импульсов *РИ*, управляющий ключами *К1—К4*. На выходах *РИ* формируется последовательность импульсов управления $U_{у1}$—$U_{у4}$. После срабатывания *ПЭ* его вход блокируется на время переходных процессов, вызванных переключением *К1—К4*.

Сигнал $U_{у1}$ поступает на вход запрета *V* управляемого счетчика *СУ*. При отсутствии этого сигнала ($U_{у1}=0$) *СУ* переключается по каждому импульсу напряжения $U_{в.ч}$ частотой 15 МГц, поступающему из *ДФГ*. Модуль счета *СУ* при наличии сигнала $U_{у3}$ на входе *X* $k_с=2$, а при $U_{у3}=0$ $k_с=4$. Таким образом, в интервалы времени t_{11}—t_{12} и t_{21}—t_{22} (см. рис. 7.9) на вход счетчика *С* поступают импульсы с частотой 3,75 МГц, а в интервал времени t_{12}—t_{21} — с частотой 7,5 МГц. Фронты выходных сигналов *РИ* синхронизированы импульсами высокой частоты. Это исключает возможность пропуска хотя бы одного импульса *СУ* при переключении ключей *К1—К4*. По окончании цикла измерений срезом сигнала $U_{у4}$ (в момент $t=t_{22}$) запускается формирователь импульсов *ФИ*, который после небольшой задержки вырабатывает импульс *Готов* длительностью 4—8 мкс. По фронту этого импульса происходит запись кода счетчика *С* в регистр *Р*, а по спаду — установка счетчиков *С* и *СУ* в исходное состояние.

Выходной код регистра *Р* выдается при подаче внешнего сигнала *Считывание*. При отсутствии сигнала *Считывание* на выходе поддерживается «третье состояние», что позволяет по одной многоразрядной цифровой линии связи передавать информацию от нескольких преобразователей угол — код. На время действия сигнала *Считывание* осуществляется блокировка записи кода в регистр

Р. Это дает возможность подавать импульс *Считывание* в любой момент времени, не нарушая нормальной работы преобразователя. На вход *Считывание* можно подать сигнал *Готов*, при этом выходная информация будет считываться с минимальной динамической погрешностью.

В соответствии с изложенным алгоритмом работы код, формируемый на выходе *ПФК ТО*, пропорционален интервалу времени

$$\tau\approx0{,}5(t_{12}-t_{11})+(t_{21}-t_{12})+0{,}5(t_{22}-t_{21})=0{,}5(t_{21}-t_{11})+0{,}5(t_{22}-t_{12})=0{,}5(\tau_1+\tau_2).$$

Здесь τ_1 — фазовый сдвиг между первым выходным и первым входным напряжениями *ВТ*; τ_2 — фазовый сдвиг между вторым выходным и вторым входным напряжениями *ВТ*. При этом $\tau_1\approx\tau_2\approx\theta/\omega_п$, где θ — угол поворота ротора *ВТ*; $\omega_п$ — частота питающего напряжения.

При таком преобразовании компенсируются составляющие погрешности, обусловленные второй пространственной гармоникой индукции *ВТ* и погрешностями *ДФГ* [53], что наряду со снижением общей погрешности преобразователя позволяет существенно упростить схему *ДФГ*. Так, для используемого *ДФГ* при коэффициенте редукции ТО $k_р=16$ амплитуды составляющих погрешности преобразователя, вызванные фазовой $\Delta\varphi$ и амплитудной δ погрешностями *ДФГ*, составят соответственно

$$\Delta\theta_{1m}=\Delta\varphi^2/8k_р=5{,}95\cdot10^{-7}\ \text{рад}=0{,}12'';$$

$$\Delta\theta_{2m}=\delta/8k_р=3{,}125\cdot10^{-6}\ \text{рад}=0{,}64''.$$

Параллельное преобразование интервалов времени τ_1 и τ_2 в код обеспечивает высокое быстродействие устройства. Цикл измерения угла не превышает двух периодов питающего напряжения *ВТ*.

Алгоритм работы *ПФК ГО* аналогичен рассмотренному для *ПФК ТО*. Отличие состоит в последовательном преобразовании интервалов τ_1 и τ_2 в коды. Это позволило упростить схему *ПФК ГО*, не снижая быстродействия устройства, определяемого быстродействием *ПФК ТО*. Зона совмещения отсчетов примененной схемы БСО для ВТ-71 составляет $\pm9°50'$, что обеспечивает надежное согласование точного и грубого отсчетов. Для совмещения отсчетов используются три дополнительных разряда выходного кода *ПФК ГО*.

Особый интерес представляет устройство согласования отсчетов рассматриваемого преобразователя, функциональная схема которого представлена на рис. 7.10 [а. с. 1088047 (СССР)].

Устройство работает следующим образом.

На выходе двоичного сумматора *SM* образуется следующая сумма:

$$S+s=T+E+Г+г+2b,$$

где S — код значащих разрядов двоичного сумматора; s—выходной код дополнительных разрядов двоичного сумматора; $\bar{T}$ — инверсный код разрядов точного

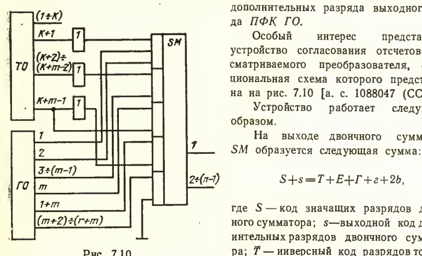


Рис. 7.10

отсчета (соответственно T — прямой код), который используется для согласования; E — единица с весом старшего разряда точного отсчета; Γ — код значащих разрядов грубого отсчета; $г$ — код дополнительных разрядов грубого отсчета, за исключением младшего разряда; b — младший дополнительный разряд грубого отсчета. Используя правила двоичной математики, можно следующим образом выразить инверсный код через прямой: $\bar{T}=k-T-e$, где k — единица с весом, равным удвоенному весу старшего разряда ГО или, что то же самое, с весом младшего значащего разряда грубого отсчета; e — единица с весом, равным весу младшего согласующего разряда точного отсчета. Следовательно, $S+s=k-T-e+E+\Gamma+г+2b=k+\Gamma+г-T+E-e+2b$.

Выделяя код дополнительных разрядов двоичного сумматора с учетом сигнала переноса в младший значащий разряд, получаем

$$s'=г-T+E-e+2b,$$

где s' — код дополнительных разрядов двоичного сумматора с учетом сигнала переноса в младший значащий разряд. Отсюда следует, что зона согласования отсчетов — это значение $(г-1)$, при котором не будет происходить изменений в значащих разрядах выходного кода двоичного сумматора за счет изменения значения $г$, т. е. это значение $(г-T)$, при котором выполняется условие $0\leqslant s'\leqslant k-e$. Следовательно, учитывая, что $k=2E$, можно записать

$$-(E-e+2b)\leqslant г-T\leqslant E-2b.$$

Отсюда видно, что соединение младшего дополнительного разряда грубого отсчета с входом переноса двоичного сумматора не увеличивает зону согласования отсчета, а лишь симметрирует ее.

Так, без этого разряда при соединении входа переноса двоичного сумматора с шиной логического нуля получили бы $(E-e)\leqslant г-T\leqslant E$.

Учитывая, что вес младшего дополнительного разряда грубого отсчета в 2 раза меньше веса младшего согласующего разряда точного отсчета, можно записать: при $b=0$ $2b=0$; при $b=1$ $2b=2$.

Таким образом, при $b=1$, т. е. при изменении выходного кода грубого отсчета на $e/2$, выходной код двоичного сумматора увеличится на единицу младшего дополнительного разряда. Следовательно, зона согласования отсчетов определяется следующим образом:

$$-(E-e+e/г)\leqslant г-T\leqslant E-e/2$$

или, окончательно,

$$-(E-e/2)\leqslant г-T\leqslant E-e/2.$$

Таким образом, зона согласования отсчетов стала полностью симметричной.

Величина Δ зоны согласования отсчетов, равная разности границ этой зоны, определяется как

$$\Delta=E-e/2+E-e/2=2E-e=k-e.$$

Следовательно, для такого преобразователя величина зоны согласования отсчетов равна единице младшего значащего разряда грубого отсчета без единицы младшего согласующего разряда.

Так, например, при двух согласующих разрядах $\Delta=\frac{3}{4}k$.

Принцип работы *БК* основан на измерении отклонения фазового сдвига между выходными напряжениями *ВТ* в каналах *ГО* и *ТО* от $\pi/2$. При идеальных

ВТ и *ДФГ* $\omega_п(t_{22}-t_{21})=\pi/2$. Погрешности *ДФГ*, обрыв линий связи ЭМФВ с электронным блоком, неисправности *К1—К4*, *ПЭ* и *РИ* приведут к нарушению этого равенства. Выход величины отклонения $\Delta\psi=\pi/2-\omega_п(t_{22}-t_{21})$ из заданного допуска, определяемого предельно допустимой погрешностью преобразования $\Delta\theta$, вызванной погрешностями *ДФГ*, индицируется сигналом *Исправен*. Погрешности δ и $\Delta\varphi$ *ДФГ* вызовут максимальное суммарное отклонение $\Delta\psi_{\Sigma m}=\sqrt{\delta^2+\Delta\varphi^2}$. Задавая предельно допустимые составляющие погрешности преобразования $\Delta\theta_{1m}=\Delta\varphi^2/8k_р$ и $\Delta\theta_{2m}=\delta^2/8k_р$, можно найти величину $\Delta\psi_{\Sigma m}$, превышение которой следует индуцировать:

$$\Delta\psi_{\Sigma m}=2\sqrt{2k_р\Delta\theta_{\Sigma m}},$$

где $\Delta\theta_{\Sigma m}=\Delta\theta_{1m}+\Delta\theta_{2m}$.

Например, при коэффициенте редукции ТО $k_р=16$ для обнаружения погрешности $\Delta\theta_{\Sigma m}=20''$, вызванной погрешностями ДФГ, контролируют превышение отклонения $\Delta\psi$ величины $\pm\Delta\psi_{\Sigma m}=\pm0{,}11$ рад$=\pm6{,}38°$, что технически реализуется достаточно просто.

Помимо выявленных выше недостатков, присущих циклическим фазовым преобразователям, рассмотренный двухотсчетный вариант ЦПУ весьма сложен. Он реализован на ИМС малой и средней степени интеграции и поэтому уступает амплитудному циклическому ЦПУ [54], который за счет более рационального построения и использования ИМС с повышенной степенью интеграции имеет в 1,6 раза меньше объем отсчетной части при сопоставимом быстродействии.

Технические характеристики преобразователя: разрядность выходного кода 15 для ВТ-71 и 16 для ВТ-100; статическая погрешность смены кода $\pm40''$ для ВТ-71 и $\pm20''$ для ВТ-100; частота обновления выходной информации 1830 Гц; напряжения источников питания ($15\pm1{,}5$), ($5\pm0{,}5$) В; потребляемая мощность 2,5 Вт; диапазон рабочих температур — от —60 до 70 °С; габаритные размеры электронного блока $300\times200\times19$ мм [53].

Несмотря на возможности обеспечения комплектной поставки в рассмотренном варианте ЦПУ не приняты меры по компенсации погрешности датчика электронной отсчетной частью. Следует отметить, что этот недостаток присущ большинству известных двухотсчетных ЦПУ [3, 81], что ограничивает их точность погрешностью точного канала первичного преобразователя.

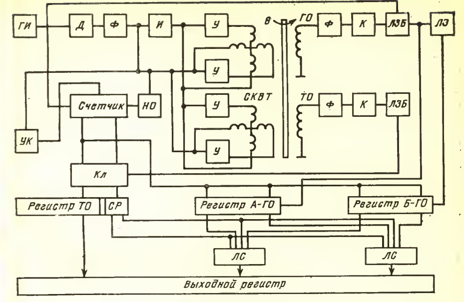
Поэтому особый интерес представляют схемы, предусматривающие повышение точностных показателей и помехозащищенность ЦПУ за счет совершенствования микроэлектронной отсчетной части.

7.2.3. ПФК с компенсацией погрешностей первичного преобразователя

Примером ПФК такого типа может служить ЦПУ на базе двухканального СКВТ с электрической редукцией типа СКТД-6465, функциональная схема которого представлена на рис. 7.11 [49].

Электронный блок преобразователя представляет собой двухканальное устройство, одна часть которого оперирует с цифровыми дискретными сигналами, другая — с аналоговыми сигналами.

Отсчетная часть электронного блока типа фаза — временной интервал — код работает по принципу «бегущей стробирующей метки» с дополнительным делителем частоты, а согласование грубого и точного отсчетов осуществляется по методу «двойной щетки».



Рнс. 7.11

Аналоговая часть электрониого блока преобразователя угол—код включает: двухфазный сннусно-косииусный генератор питания, состоящнй нз генератора импульсов *ГИ*, делнтеля *Д*, фнльтра *Ф*, интегратора *И*, усилнтелей *У*; фильтры для выходных напряжений датчнков *ГО* н *ТО*; компараторы *К* грубого и точного каналов.

Для обеспечения режнма фазовращателя *СКВТ* н получения требуемой точности от преобразователя угол — код к двухфазному генератору питання предъявляются жесткие требоваиия в отиошении стабильностн частоты питающего напряжеиия и мнннмального содержання высших гармоннк. Этн требования обеспечиваются прн ограниченном применеиии высоковольтных, высокоточиых элементов за счет оригинальной структуры построения генератора питання.

Благодаря питанию *СКВТ* источниками тока удалось устранить влнянне нзменений температуры на уход фазы выходного напряжения *СКВТ*. Для обеспечеиия помехозащищенностн преобразователя угол — код выходные напряжения *СКВТ* как грубого, так и точного канала подвергаются фнльтрации интеграторами на базе операциониых усилителей, для этой же цели служит специальное включеиие компараторов.

Цнфровая часть электронного блока преобразователя состонт из геиератора импульсов *ГИ*, делителей *Д*, счетчнка, ключей *Кл*, регнстров *ГО* н *ТО*, линий задержки *ЛЗ*.

Надежное функциоинрование цифровой частн электронного блока обеспечивается за счет применения для ее построення ннтегральных мнкросхем.

Для уменьшення временн старення информацин на выходных регистрах преобразователя вместо одного регнстра грубого отсчета установлены два ре-

гистра *А* и *Б* и специальные логические *ЛС*. Для исключения ложных срабатываний компаратора, т. е. для повышения помехозащищенности работы преобразователей, в цифровой части используется линия задержки, обеспечивающая определенную логику работы компаратора.

Стыковка грубого и точного отсчетов осуществляется по методу двойной щетки, причем запаздывающая линия считывания образуется не за счет использования аналоговой линии задержки, как это делается в известных преобразователях, а с помощью цифровой линии задержки, обеспечивающей более стабильную по сравнению с аналоговой задержку.

Ниже приводятся краткие характеристики преобразователя угол — код на базе СКТД-6465:

Разрядность, дв. разр.	15
Частота обновления информации, Гц	1000
Количество отсчетов	2
Количество оборотов входного вала в диапазоне измерения	1
Габариты датчика, мм	70×5
Объем электронного блока, л	1,4
Температурный диапазон работы, °С	±60

Комплексный подход к созданию ЦПУ, предусматривающий достижение высоких точностных показателей устройства как путем улучшения параметров преобразователя, так и совершенствования отсчетной части, привел к построению преобразователя, схема которого представлена на рис. 7.12 [а. с. 1088045 (СССР)].

Преобразователь содержит синусно-косинусные датчики грубого *ГО* и точного *ТО* отсчетов, демодуляторы *ДМ1—ДМ3*, аналоговый сумматор *АС*, преобразователи кода в ток *ПКТ1* и *ПКТ2*, блок выбора каналов *БВК*, преобразователь напряжение—частота *ПНЧ*, первый и второй *ФЦАП*, реверсивный счетчик *РС*, цифровые сумматоры *SM1* и *SM2*, источник опорных сигналов *ИОС*. При этом *ИОС* состоит из последовательно соединенных задающего генератора импульсов и счетчика — делителя частоты.

Преобразователь работает следующим образом.

Выходные напряжения *ИОС* подключены к *ФЦАП2*, который вырабатывает коды $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$. Эти коды преобразуются в токи первичных обмоток

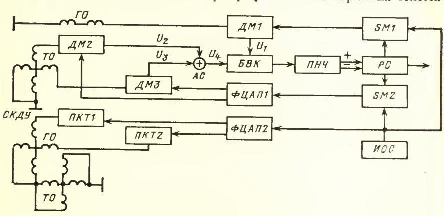


Рис. 7.12

датчиков *ГО* и *ТО* с *ПКТ*, что устраняет влияние температурных погрешностей датчиков. При необходимости в состав *ПКТ* могут быть включены фильтры нижних частот, подавляющие высшие гармоники в спектре выходных напряжений этих блоков. *СКДУ* используются в режиме фазовращателей с круговым полем. На вторичных обмотках датчика *ТО* находятся напряжения

$$E_1\sin(\omega t+p\theta);\ -E_2\cos(\omega t+p\theta).$$

В демодуляторах *ДМ1* и *ДМ2* эти напряжения умножаются на выходные сигналы *ФЦАП1*

$$\cos(\omega t+\psi_1);\ \sin(\omega t+\psi_1),$$

где ψ_1 — начальная фаза, определяемая m младшим разрядом кода, записанного в реверсивном счетчике.

В результате на выходе *ДМ2* и *ДМ3* получаем

$$U_2 = E_1\sin(\omega t + p\theta)\cos(\omega t + \psi_1) = \frac{E_1}{2}\sin(p\theta - \psi_1) + \frac{E_1}{2}\sin(2\omega t + p\theta + \psi_1)$$

$$U_3 = -E_2\cos(\omega t + p\theta)\sin(\omega t + \psi_1) = \frac{E_2}{2}\sin(p\theta - \psi_1) - $$

$$-\frac{E_2}{2}\sin(2\omega t + p\theta + \psi_1).$$

После суммирования образуется сигнал

$$U_2 + U_3 = \frac{E_1 + E_2}{2}\sin(p\theta - \psi_1) + \frac{E_1 - E_2}{2}\sin(2\omega t + p\theta + \psi_1).$$

Поскольку $E_1 \approx E_2$, напряжение второй гармоники невелико. Это напряжение подавляется фильтром нижних частот, входящим в состав аналогового сумматора или демодуляторов. Тогда на выходе аналогового сумматора сформируется напряжение

$$U_4 = \frac{E_1 + E_2}{2}\sin(p\theta - \psi_1)$$

В установившемся состоянии $U_4=0$, что возможно только при $p\theta=\psi_1$. В результате асимметрии вторичных обмоток фазовращателя неравенство коэффициентов передачи демодуляторов не приводит к появлению ошибки.

В преобразователе отсутствует требование к подавлению синфазного сигнала, так как напряжения U_4 и U_5 суммируются и в установившемся состоянии равны нулю.

Поскольку опорные напряжения демодуляторов изменяются по гармоническому закону, обеспечивается их абсолютная частотная избирательность, т. е. составляющие входного напряжения демодуляторов с частотами, отличными от частоты сигнала, подавляются.

Напряжение на вторичной обмотке датчика *ГО* имеет вид

$$-E_3\cos(\omega t+\theta).$$

Поскольку канал *ГО* необходим для исключения неоднозначности отсчетов, к нему не предъявляется особых требований по точности. В канале *ГО* использован один демодулятор *ДМ1* в режиме релейного синхронного детектирования. Для этого демодулятора опорное напряжение вида $\operatorname{sign}\sin(\omega t+\psi_2)$

вырабатывается в сумматоре. Начальная фаза ψ_2 опорного напряжения в канале *ГО* должна быть меньше начальной фазы, соответствующей коду в счетчике, в p раз. Для получения нужного соотношения между ψ_2 и ψ_1 при общем количестве разрядов счетчика $(n+m)$, причем $n<m$, к *SM1* подключены n старших разрядов, а к *SM2* — m младших разрядов. Тем самым обеспечивается равенство $\psi_1=\psi_2$, поскольку $p=2^n$. Отбрасывание n старших разрядов в канале *ТО* ограничивает изменение ψ_1 пределами 0—360°, что соответствует изменению θ в диапазоне 0—360°/p.

Выходное напряжение *ДМ1* после фильтрации с помощью входящего в состав демодулятора *ФНЧ* будет иметь вид

$$U=\frac{E}{2}\sin(\theta-\psi_2).$$

Напряжения U_1 и U_4 поступают на входы блока выбора каналов. Переключение на *ГО* осуществляется, когда уровень $|U|$ превышает значение $p\theta\approx\pm90°$.

Таким образом, в этом преобразователе уменьшаются погрешности фазовращателя и демодуляторов точного отсчета, что приводит к повышению точности ЦПУ в целом.

Недостатком преобразователя является сложность построения отсчетной части, требующая четырех функциональных преобразователей кода — двух синусных и двух косинусных, двух сумматоров кода, источника опорных сигналов. Функциональные преобразователи кода должны быть согласованы между собой по точности, что приводит к дополнительному усложнению преобразователя. Квадратурная запитка синусно-косинусных датчиков также усложняет преобразователь, так как реализуется с помощью функциональных преобразователей синуса и косинуса и преобразователей кода в ток и требует наличия у датчиков грубого и точного отсчета квадратурных первичных обмоток, что не всегда возможно. Другим недостатком преобразователя является наличие динамической ошибки при изменении угла поворота датчика. Эта ошибка прямо пропорциональна скорости изменения угла поворота и вызвана отсутствием корректирующего устройства (интегратора) в канале ошибки [3].

7.2.4. Многоотсчетные ПФК накапливающего типа

На рис. 7.13 представлена функциональная схема одного из вариантов построения ПФК, в которой *ГО* формируется на основании *ТО* [17]. Схемы такого типа называются двухотсчетными ПФК накапливающего типа.

Опорное $U_{оп}$ и сигнальное $U_с$ напряжения с выхода *ФВ* через нуль-органы *НО1* и *НО2* поступают на формирователи старт- и стоп-импульсов *Ф1* и *Ф2*. В исходном состоянии триггеры *Т1*, *Т2* и счетчик *С* находятся в состоянии 0. С приходом старт-импульса триггер *Т1* устанавливается в состояние 1, открываются элементы *И1*, *И2* и импульсы генератора *ГИ* через элемент *И2* поступают на вход счетчика *С*. С приходом стоп-импульса триггер *Т2* устанавливается в положение 1, закрывается элемент *И2* и значения кода двух старших разрядов счетчика *С* переписываются через элементы *И4* в триггеры *Т3* и *Т4*. Затем открывается элемент *И3*, а счетчик *С* и триггеры *Т1* и *Т2* устанавливаются в 0. Триггеры *Т2* и *Т4* меняют свои состояния с 1 на 0, а на обоих входах элемента *И5* формируются импульсы, образованные дифференцирующими це-

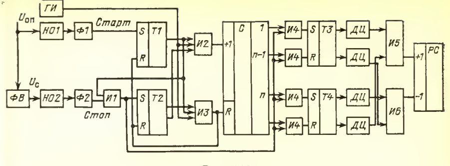


Рис. 7.13

почками *ДЦ*, из фронтов выходных сигналов *Т3* и *Т4*. При этом с выхода *И5* импульс поступает на вход сложения реверсивного счетчика *РС*. Импульс с выхода *И6* поступает на вход вычитания счетчика *РС*, если триггеры *Т3*, *Т4* одновременно меняют свои состояния с 0 на 1. Во всех других случаях элементы *И5* и *И6* будут закрыты и на вход *РС* импульсы поступать не будут.

Из этого следует, что когда код двух старших разрядов счетчика *С* точного отсчета изменяется со значения 11 на 00, в реверсивный счетчик записывается +1 при переходе полного значения временного интервала в сторону увеличения. В противоположном случае, когда код двух старших разрядов счетчика *С* точного отсчета изменяется с 00 на 11 при переходе полного значения временного интервала в сторону уменьшения, в реверсивный счетчик *ГО* записывается —1.

Достоинствами рассматриваемой схемы являются относительная простота реализации и отсутствие дополнительного датчика *ГО*, а также как следствие— отсутствие схемы согласования отсчетов. Однако, как и все ПФК накапливающего типа, данная схема при любой помехе или сбое в работе дает существенную погрешность измерения перемещения θ за счет возможной частичной или полной потери информации, что является в общем случае недопустимым, особенно при работе в системах автоматического управления, программного управления и т. д. Все это, вместе взятое, ограничивает применение преобразователей с *ГО* накапливающего типа.,

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ФАЗОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СКОРОСТИ И УСКОРЕНИЯ

8.1. СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ СКОРОСТНОГО СИГНАЛА

Получение цифровых эквивалентов скорости и ускорения перемещений может быть осуществлено различными методами. Ряд из них базируется на использовании аналоговых тахометров и акселерометров, обеспечивающих представление параметра в виде напряжения постоянного или переменного тока. Последующее кодирование этого сигнала производится АЦП. Применение механизмов с разветвленной кинематической схемой, раздельными аналоговыми первичными преобразователями положения, скорости и ускорения помимо увеличения стоимости приводит к усложнению эксплуатации и снижению надежности

устройства. Наиболее остро эти особенности проявляются при создании информационно-силовых модулей (ИСМ) роботов, в которых перспективны низкооборотные безредукторные приводы с моментными двигателями [77]. Реализация измерителя низких частот вращения традиционными для редукторных систем методами затруднена.

С точки зрения упрощения механизма представляют интерес цифровые тахометры и акселерометры, использующие в качестве первичного преобразователя имеющийся в системе ЦПУ. При этом цифровые эквиваленты угловой скорости и ускорения определяют методом цифрового дифференцирования соответственно значений угла и скорости. Следует отметить, что связанные с этим вычисления, выполняемые управляющей микроЭВМ, требуют больших затрат машинного времени, что в быстродействующих системах неприемлемо. Существенное упрощение механизма, не связанное с дополнительными затратами машинного времени при получении кодов угла, скорости и ускорения, от одного первичного преобразователя достигается при использовании *СКВТ* в сочетании с микроэлектронной отсчетной частью, обеспечивающей формирование необходимых цифровых эквивалентов параметров движения.

В связи с тем, что в отечественной технике ЦПУ преимущественное распространение получили фазовые методы преобразования угла в код [11, 22], вполне естественным является подробное рассмотрение способов получения кодов скорости и ускорения от первичного преобразователя угла, работающего в фазовом режиме. Важность проведения исследований в этом направлении определяется и тем, что при формировании в *СКВТ* вращающегося поля (режим ФВ) возможно построение многофункциональной отсчетной части, осуществляющей совмещенное преобразование величины, скорости и ускорения перемещения в их цифровые эквиваленты [а. с. 934382, 994990 и 1101740 (СССР)].

Для получения малого порога чувствительности при измерении низких скоростей применяется параметрический преобразователь масштаба угла (ПМУ), в котором целесообразно фиксировать изменения частоты сигнального напряжения многополюсного *ФВ*, пропорциональные угловой скорости вала [22].

Поскольку изменения частоты, обусловленные угловой скоростью $\dot{\theta}$, чрезвычайно малы, для обеспечения возможности их регистрации необходимо перенести их в область более высоких частот, т. е. произвести умножение частоты. При этом управление высокочастотным генератором производится по принципу фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Известны также иные способы получения скоростного сигнала от *СКВТ*, работающего в режиме *ФВ*. В способе, описанном в а. с. 394831 (СССР) угловая скорость вращения вала преобразуется в скорость изменения фазового сдвига выходного напряжения фазовращателя, а затем в частоту следования импульсов. На рис. 8.1 представлена функциональная схема такого устройства.

Принцип действия устройства состоит в следующем. Генератор *Г* вырабатывает синусоидальное высокочастотное напряжение со стабильной частотой $f_э$. Это напряжение поступает на делитель частоты *ДЧ*, который уменьшает ее до значения $f_ф$, необходимого для питания *ФВ*. Питание статора *ФВ* производится через фазорасщепительное устройство *ФСУ*. Многополюсный *ФВ* осуществляет преобразование угла поворота вала θ в фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ синусоидального напряжения с частотой $f_ф$. Сдвинутое по фазе напряжение с выхода *ФВ* поступает на умножитель частоты *УЧ*, который производит преобразование частоты, увеличивая ее до значения $f_э$ генератора.

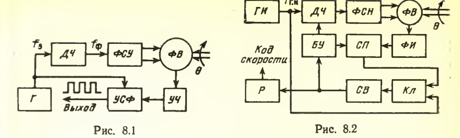


Рис. 8.1 Рис. 8.2

В результате угол поворота θ преобразуется в фазовый сдвиг высокочастотного синусоидального напряжения относительно эталонного напряжения генератора. Высокочастотное напряжение с выхода генератора и сдвинутое относительно него по фазе синусоидальное напряжение с выхода умножителя *УЧ* подаются на устройство сравнения фаз напряжений *УСФ*. Устройство *УСФ* производит сравнение текущего значения фазового угла высокочастотного напряжения с выхода *УЧ* с текущим значением фазового угла напряжения генератора и в момент совпадения фаз производит формирование выходных импульсов при изменении фазового сдвига между указанными напряжениями в каждом периоде. Частота следования выходных импульсов пропорциональна частоте вращения ротора *ФВ* относительно его статора.

Недостатком этого способа является то, что на входе *ФВ* частота напряжения $f_ф$ является суммой частот питания *ФВ* и вращения ротора *ФВ*. Для уменьшения влияния частоты вращения ротора на выходную частоту *ФВ* необходимо повышать частоту питающего напряжения, что ведет к уменьшению разрешающей способности устройства.

Известен другой способ получения скорости сигнала, где *ФВ* работает в режиме генератора переменной частоты [а. с. 334582 (СССР)]. Сигнал скорости с *ФВ* здесь формируется путем заполнения высокочастотными импульсами временных интервалов полупериодов напряжения питания и выходного напряжения фазовращателя. Затем сравнивают полученное количество импульсов и по их разности определяют величину и направление частоты вращения оси *ФВ*.

Недостатком этого способа является его низкая точность. Устройство достоверно выдает только сигнал знака скорости. Так, если период напряжения питания фазовращателя обозначить через T_1, а период напряжения на его выходе — через T_2, то частота вращения вала фазовращателя $F=1/T$ должна быть равна $\dfrac{1}{T}=\dfrac{1}{T_2}-\dfrac{1}{T_1}=\dfrac{T_1-T_2}{T_1T_2}$, что не соответствует выходному сигналу устройства, который равен T_1-T_2. Значительно более точными являются предложенные в [а. с. 881619 (СССР)] измерители частоты вращения, работающие по принципу процентного частотомера.

Функциональная схема одного из таких устройств представлена на рис. 8.2. Напряжение с частотой $f_{г.и}$ через делитель частоты *ДЧ* поступает на формирователь синусоидальных напряжений *ФСН*, который в зависимости от типа применяемого *ФВ* формирует два или более синусоидальных напряжений, сдвинутых по фазе относительно друг друга. В *ФВ* при этом образуется круговое вращающееся электромагнитное поле с частотой вращения f_c, равной частоте синусоидальных напряжений. При вращении ротора *ФВ* в направлении, противо-

положном направлению вращения электромагнитного поля, в выходной обмотке индуцируется напряжение, частота f которого равна сумме частоты вращения электромагнитного поля f_c и частоты вращения ротора *ФВ* f_x при совпадении направлений вращения электромагнитного поля и ротора фазовращателя $f=f_c-f_X$. Эта частота поступает на вход формирователя импульсов *ФИ*, с выхода которого прямоугольные импульсы с частотой f поступают на счетчик периодов *СП*, который открывает ключ *Кл* на время, равное, например, одному периоду. Импульсы с частотой $f_{г.и}$ генератора импульсов *ГИ* поступают на вход вычитающего счетчика *СВ*, в который перед началом измерения записано число $N_0=f_{г.и}/f_c$. По окончании периода T в счетчике *СВ* будет зафиксировано число

$$N=N_0-Tf_{г.и}=\frac{f_{г.и}}{f_c}-\frac{f_{г.и}}{f_c+f_X}=\frac{f_{г.и}f_X}{f_c^2(1+f_X/f_c)} \qquad (8.1)$$

при выполнении условия

$$f_X/f_c \ll 1, \; N=kf_X,$$

где $k=f_{г.и}/f_c^2$.

При измерении по такому методу возникает методическая ошибка, пропорциональная отношению f_X/f_c. Для того чтобы производить измерения частоты вращения в широком диапазоне с малой методической погрешностью, необходимо поддерживать постоянным это отношение, что достигается введением блока управления *БУ*. Он анализирует состояние вычитающего счетчика *СВ* и изменяет коэффициент пересчета делителя *ДЧ* и счетчика периодов *СП*, причем если в делителе *ДЧ* коэффициент уменьшается в k раз, то в счетчике *СП* он увеличивается в k раз и наоборот. Выходной сигнал устройства (рис. 8.2) — код скорости — снимается с выхода регистра *Р*.

8.2. СОВМЕЩЕННЫЙ ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ УГЛА И СКОРОСТИ

С точки зрения полноты решения стоящей задачи представляет интерес построение совмещенного цифрового преобразователя углового положения и частоты вращения вала [а. с. 934382 (СССР)]. Канал измерения углового положения в этом преобразователе реализует известный метод преобразования угол — фаза—код. Фазовращатель *ФВ* используется в режиме вращающегося поля, и для его запитки применяется высокоточный источник опорных квадратурных напряжений с системой автостабилизации фазы [а. с. 1095097 (СССР)]. При определении частоты вращения используется эффект изменения выходной частоты *ФВ* относительно частоты опорного напряжения. Вместо вычисления разности двух близких частот частоту вращения с высокой точностью определяют как приращение периода выходного сигнала.

На рис. 8.3 представлена схема базового варианта преобразователя углового положения и частоты вращения вала. Преобразователь работает следующим образом.

Счетчик *С1* выполняет функцию деления частоты генератора импульсов *ГИ*. Формирователь опорных сигналов *ФОС* вырабатывает из выходных периодических сигналов первого счетчика опорные напряжения *ФВ* с частотой f_0. Нуль-орган *НО* формирует из выходных синусоидальных сигналов *ФВ* прямоуголь-

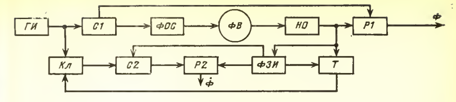


Рис. 8.3

ные периодические сигналы, по фронту которых осуществляется запись кода счетчика *С1* в регистр *Р1*. В последнем фиксируется код текущего углового положения вала θ. Счетчик *С2* вместе с ключом *Кл*, дополнительным триггером *Т*, формирователем задержки импульсов *ФЗИ* и регистром *Р2* образуют блок вычисления частоты вращения $f_в$.

Покажем, что при выполнении условия $f_0 \gg f_в$ частота вращения с некоторым приближением пропорциональна разности периодов опорного и выходного напряжений фазовращателя:

$$\Delta T = T_0 - T. \qquad (8.2)$$

Действительно, выходная частота фазовращателя

$$f = f_0 + f_в, \qquad (8.3)$$

причем f положительна, если $f > f_0$, и отрицательна, если $f < f_0$. С учетом (8.2) получаем

$$f_в = \frac{1}{T_0 - \Delta T} - \frac{1}{T_0}. \qquad (8.4)$$

После несложных преобразований (8.4) можно представить в виде

$$f_в = \frac{1}{T_0}\left[\left(1 - \frac{\Delta T}{T_0}\right)^{-1} - 1\right]. \qquad (8.5)$$

Разложив в (8.5) выражение в круглых скобках в ряд Тейлора, получим

$$f_в = \frac{1}{T_0}\left\{\left[1 + \frac{\Delta T}{T_0} + \left(\frac{\Delta T}{T_0}\right)^2 + \ldots\right] - 1\right\}. \qquad (8.6)$$

Так как $f_0 \gg f_в$, то $|\Delta T| \ll T_0$ и можно пренебречь членами высших порядков малости в разложении (8.6) и записать выражение для частоты вращения в виде

$$f_в \approx \Delta T / T_0^2.$$

Блок определения частоты вращения работает следующим образом.

По фронту выходного сигнала нуль-органа *НО* дополнительный триггер *Т* переходит в нулевое состояние и, воздействуя на управляющий вход ключа *Кл*, прекращает поступление импульсов *ГИ* на счетный вход счетчика *С2*. Фронт выходного сигнала нуль-органа *НО* запускает также *ФЗИ*, который выдает на своем первом выходе импульс через время, достаточное для завершения распространения переносов в *С2*. По этому импульсу происходит перезапись кода счетчика в регистр *Р2*. Второй импульс *ФЗИ*, воздействуя на входы предустановки *С2*, осуществляет запись в него кода, соответствующего промежутку вре-

мени между фронтом импульса *НО* и началом импульса на третьем выходе *ФЗИ*. Этот импульс поступает на установочный вход триггера *Т* и переводит его в единичное состояние, после чего открывается ключ *Кл* и импульсы *ГИ* вновь поступают на счетный вход *С2*.

Таким образом, в *Р2* в начале каждого следующего периода выходного сигнала *НО* фиксируется код разности $\Delta T = T - T_0$, определенный в предыдущем периоде выходного сигнала *НО*. Считаем вначале, что $T > T_0$. Так как второй счетчик имеет разрядность, равную разрядности первого счетчика плюс дополнительный знаковый разряд, то через время, равное T_0 после начала выходного сигнала *НО*, знаковый разряд второго счетчика устанавливается в единичное состояние, а цифровые разряды сбрасываются в нулевое состояние. После этого счетчик подключается к *ГИ* еще на время, равное ΔT, т. е. в цифровых разрядах будет код, пропорциональный разрядности $T_0 - (\Delta T)$, а знаковый разряд остается в нулевом состоянии. Следовательно, во втором случае зафиксируется дополнительный код приращения ΔT. Поскольку выбор положительного направления произволен, удобнее считать положительным то направление вращения, при котором приращения периода выражены в прямом коде. Используя в качестве знака инверсное значение знакового разряда, получаем на выходе второго регистра сразу код скорости со знаком направления вращения.

Преимущества предлагаемого решения могут быть выявлены только после оценки погрешности, связанной с отбрасыванием членов высших порядков малости в разложении (8.6). Можно считать, что погрешность определяется значением первого из отбрасываемых членов ряда. Эта оценка несколько завышена и для отрицательного приращения периода, и для положительного. Тогда относительная погрешность δ_ω определения скорости из-за отбрасывания членов ряда равна $\delta_\omega = |\Delta T|/T_0$. Так как $|\Delta T|/T_0 \approx |f_в|/f_0$, то уменьшение отношения $|\Delta T|/T_0$ требует увеличения T_0, что связано с уменьшением разрядности счетчиков и увеличением составляющих погрешности, обусловленной дискретным представлением информации. Реально при использовании современных быстродействующих элементов достижение измерения углового положения и частоты вращения с относительной погрешностью меньше процента при частоте вращения до ста оборотов в секунду.

Относительная погрешность определения углового положения имеет две составляющие. Первая составляющая δ_1 связана с дискретностью измерений и определяется измерением углового положения за время между двумя соседними измерениями. Поскольку коды углового положения формируются с частотой опорного сигнала, то

$$\delta_1 = |F_{вр}| T_0, \tag{8.7}$$

где $F_{вр}$ — частота вращения вала; T_0 — период опорного сигнала.

Вторая составляющая погрешности определения углового положения δ_2 связана с ограниченной разрядностью кода углового положения и равна относительному весу младшего разряда кода, т. е.

$$\delta_2 = 1/k, \tag{8.8}$$

где k — коэффициент пересчета счетчика-делителя *С1* частоты f генератора импульсов, причем $T_0 = k/f$. С учетом выражений (8.7) и (8.8) суммарная отно-

сительная погрешность определения углового положения δ_θ может быть записана в виде

$$\delta_\theta = |F_{пр}|\,T_o + \frac{1}{fT_o}. \tag{8.9}$$

Приравнивая нулю производную $\partial\delta_\theta/\partial T_o$, найдем оптимальное значение периода опорного сигнал T_o, при котором погрешность δ_ω минимальна:

$$T_{o\theta} = 1/(fF_{пр}). \tag{8.10}$$

При постоянной частоте вращения относительная погрешность определения частоты δ_Ω также имеет две составляющие.

Первая составляющая $\delta_{\Omega 1}$ связана с отбрасыванием всех членов, кроме первого, в разложении частоты вращения в ряд Тейлора (8.6).

Считаем, что

$$|F_{пр}| = \Delta T/T_o^2, \tag{8.11}$$

для первой составляющей погрешности определения скорости вращения $\delta_{\Omega 1}$ можно записать

$$\delta_{\Omega 1} = F_{вр}T_o. \tag{8.12}$$

Вторая составляющая погрешности определения частоты вращения $\delta_{\Omega 2}$ связана с ограниченной разрядностью кода частоты. Реально фиксируется не код частоты вращения, а пропорциональный ему код приращения периода ΔT. Абсолютная погрешность определения ΔT равна $1/f$ — периоду сигналов генератора импульсов.

Относительная погрешность определения ΔT может быть записана в виде

$$\delta_{\Omega 2} = 1/(f\Delta T). \tag{8.13}$$

С учетом выражений (8.12) и (8.13) суммарная относительная погрешность определения кода частоты вращения может быть записана в виде

$$\delta_\Omega = F_{вр}T_o + \frac{1}{fF_{вр}T_o}. \tag{8.14}$$

Приравняв нулю производную $\partial\delta_\Omega/\partial T_o$, получаем оптимальное значение периода опорного сигнала $T_{o\Omega}$, при котором погрешность определения частоты вращения минимальна:

$$T_{o\Omega} = \sqrt[3]{\frac{2}{fF_{пр}^2}}. \tag{8.15}$$

На основании (8.10) и (8.15) можно записать

$$\frac{T_{o\Omega}}{T_{o\theta}} = \sqrt[6]{\frac{4}{F_{вр}}}.$$

Считаем, например, что частота вращения вала равна 100 Гц, а частота генератора импульсов — 10^8 Гц. Тогда $T_{o\Omega}/T_{o\theta}=12{,}6$, т. е. частота опорного сигнала $ФВ$, при которой минимизируется погрешность определения углового положения, в 12,6 раза выше частоты опорного сигнала, при которой минимизируется погрешность определения частоты вращения.

Недостатком преобразователя (рис. 8.3) является невозможность одновременного обеспечения в широком диапазоне изменения частоты вращения высокой точности измерения как углового положения, так и частоты вращения вала, так как для достижения минимальной погрешности определения углового положения необходима частота опорного сигнала *ФВ* значительно большая, чем частота опорного сигнала, при которой достигается минимум определения частоты вращения.

С целью устранения этого недостатка в состав преобразователя дополнительно введен ряд элементов, обеспечивающих многократную фиксацию кода углового положения за период выходного напряжения *ФВ*.

Функциональная схема такого варианта преобразователя углового положения и частоты вращения вала приведена на рис. 8.4 [а. с. 1053006 (СССР)]. Преобразователь работает следующим образом.

Первый счетчик *С1*, так же как в схеме рис. 8.3, выполняет функцию деления частоты генератора импульсов *ГИ*. Формирователь опорных сигналов *ФОС* вырабатывает из выходных периодических сигналов счетчика *С1* прямоугольные опорные напряжения *ФВ*. Как известно, прямоугольный периодический сигнал раскладывается в ряд Фурье по нечетным гармоникам, следовательно, выходной сигнал *ФВ* содержит как первую, так и высшие нечетные гармоники. Фильтр $ФР_n$ выделяет высшую *n*-гармонику выходного сигнала *ФВ*. Нуль-орган *НО1* формирует из выходных синусоидальных сигналов фильтра $ФР_n$ прямоугольные импульсы, по фронту которых производится запись в регистр *Р1* с выходов счетчика *С3* текущего углового положения. На счетный вход этого счетчика поступают импульсы с выхода умножителя частоты *УЧ*, имеющие частоту в *n* раз выше частоты *ГИ*. Таким образом, фиксация кода углового положения производится *n* раз за один период выходного напряжения фазовращателя.

Канал определения угловой частоты вращения работает следующим образом. Фильтр *ФР1* выделяет первую гармонику выходного сигнала *ФВ*, а *НО2* формирует из выходных сигналов *ФР1* прямоугольные импульсы, по фронту которых устанавливается в нулевое состояние триггер *Т*, вызывая закрытие ключа *Кл* и прекращая поступление *ГИ* на счетный вход *С2*. Через время, достаточное для завершения переноса в этом счетчике, импульс с первого выхода формирователя задержанных импульсов *ФЗИ* разрешает перезапись кода скорости из счетчика *С2* во второй регистр *Р2*. Импульс со второго выхода *ФЗИ*, воздействуя на вход предустановки *С2*, осуществляет запись в этот счетчик

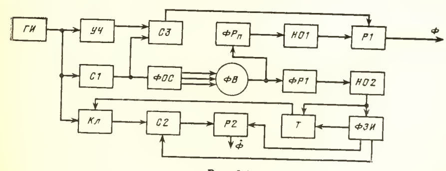


Рис. 8.4

кода, соответствующего промежутку времени, в течение которого он отключался от выхода *ГИ*. Импульс с третьего выхода *ФЗИ* устанавливает триггер *Т* в единичное состояние, и цикл определения кода скорости повторяется.

Недостатком совмещенного преобразователя углового положения и скорости является невозможность одновременного обеспечения в широком диапазоне изменения частоты вращения высокой точности измерения как углового положения, так и частоты вращения вала. Это связано с тем, что для достижения минимальной погрешности определения углового положения необходима частота опорного сигнала, при которой достигается минимум погрешности определения частоты вращения. Минимальное значение относительной погрешности измерения частоты вращения достигается за счет поддержания оптимального соотношения между измеряемой скоростью и частотой опорного сигнала фазовращателя.

Относительная погрешность определения скорости падает с уменьшением частоты вращения, если одновременно снижается частота опорного напряжения. Однако уменьшение частоты опорного напряжения приводит к увеличению погрешности определения углового положения.

В [а. с. 994990 (СССР)] предложено следующее решение этого противоречия. Частота опорного сигнала *ФВ* выбирается постоянно исходя из условия минимума погрешности определения углового положения при максимальной частоте вращения; производится преобразование выходной частоты *ФВ* перед подачей на вход блока измерителя скорости исходя из условий минимума погрешности определения текущего значения частоты вращения. Это достигается тем, что в преобразователь дополнительно включены блок умножения и деления частоты с переменным коэффициентом, блок вычитания частот и блок переключения диапазонов. Однако все это значительно усложняет преобразователь углового положения и скорости.

8.3. МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ФАЗОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Дальнейшее совершенствование преобразователей угла и скорости предусматривает повышение точности путем автоматизации стабильного выбора диапазона измерения частоты вращения и введения канала измерения ускорения.

Один из вариантов построения преобразователя углового положения, скорости и ускорения вала приведен на рис. 8.5 [а. с. 994990 (СССР)]. Преобразователь работает следующим образом.

Первый счетчик *С1* выполняет функцию делителя *ГИ*. Формирователь импульсов *ФИ* вырабатывает из выходных периодических сигналов счетчика *С1*

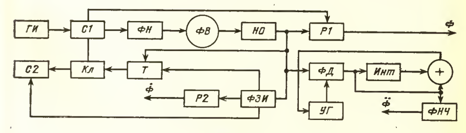


Рис. 8.5

опорные напряжения фазовращателя *ФВ*. Нуль-орган *НО* формирует из выходных синусоидальных сигналов *ФВ* прямоугольные периодические сигналы, по фронту которых осуществляется запись кода *C1* в регистр *P1*, т. е. фиксируется цифровой эквивалент Ф текущего углового положения вала θ.

Второй счетчик *C2*, имеющий разрядность, равную разрядности *C1*, плюс дополнительный знаковый разряд, вместе с ключом *Кл*, дополнительным триггером *T*, формирователем задержанных импульсов *ФЗИ* и регистром *P2* образуют блок вычисления частоты вращения, причем вычисление кода скорости заменено вычислением кода приращения ΔT периода *T* выходного сигнала фазовращателя по отношению к периоду T_0 опорного сигнала *ФВ*.

По фронту выходного сигнала нуль-органа *НО* переходит в нулевое состояние дополнительный триггер *T* и одновременно запускается *ФЗИ*. Сигнал с выхода триггера *T*, воздействуя на управляющий вход ключа *Кл*, прекращает поступление импульсов от *ГИ* на счетный вход *C2*. Через время, достаточное для переноса в *C2*, на первом выходе *ФЗИ* вырабатывается импульс, который поступает на вход разрешения записи регистра *P2* и осуществляет запись кода ΔT счетчика *C2* в этот регистр.

Импульс со второго выхода *ФЗИ*, воздействуя на входы предустановки *C2*, осуществляет запись в этот счетчик кода, соответствующего промежутку времени между появлением импульсов на первом и третьем выходах формирователя *ФЗИ*. Импульс с третьего выхода *ФЗИ* переводит в единичное состояние триггер *T*, в результате чего будет открыт ключ *Кл* и сигналы от *ГИ* вновь поступят на вход *C2*. Поскольку коэффициенты пересчета счетчиков равны, в конце каждого периода выходного сигнала *НО* в регистре *P2* будет фиксирован либо прямой код ΔT, если $T>T_0$, либо дополнительный код ΔT, если $T<T_0$.

Цепь фазовой автоподстройки частоты, содержащая фазовый детектор *ФД*, интегратор *Инт*, суммирующий элемент и управляемый генератор *УГ*, совместно с фильтром нижних частот *ФНЧ* образуют блок вычисления ускорения. На первый вход *ФД* поступают сигналы с выхода *НО*, имеющие частоту $F=F_0+F_{вр}$, где $F_{вр}$ — частота вращения вала фазовращателя; F_0 — частота опорного сигнала фазовращателя.

Второй вход *ФД* соединен с выходом генератора, частота которого равна F_0 при нулевом значении напряжения на управляющем входе. Фазовый детектор *ФД* преобразует разность фаз сигналов на его входах в пропорциональное этой разности значение напряжения на его выходе. Выходной сигнал *ФД* после интегрирования в *Инт* воздействует на управляющий вход *УГ*, удерживая разность фаз сигналов на входах *ФД* на уровне, близком к нулевому. Следовательно, и частота генератора *УГ* с некоторым рассогласованием равна выходной частоте нуль-органа *НО*.

Экспериментально выяснено, что дополнительная изодромная связь с выхода детектора *ФД* на вход генератора *УГ* уменьшает рассогласование частот и увеличивает устойчивость цепи фазовой автоподстройки.

Генератор *УГ* имеет линейную зависимость выходной частоты от управляющего напряжения. При изменении частоты вращения одновременно пропорционально изменяются частота *УГ* и выходное напряжение *Инт*. Следовательно, входное напряжение интегратора, равное производной от выходного, равно с некоторым коэффициентом пропорциональности значению углового ускорения. На вход *Инт* поступают сигналы с выхода *ФД*, в которых кроме низкочастотной составляющей, пропорциональной ускорению вращения, присутствует высо-

кочастотная составляющая с частотой входного сигнала. Фильтр нижних частот *ФНЧ* выделяет высокочастотную составляющую входного сигнала *Инт*, т. е. на его выходе образуется аналоговый сигнал, пропорциональный ускорению вращения. Постоянная интегрирования выбирается исходя как из диапазона измерения ускорения вращения вала, так и из требований к точности измерения.

Недостатком такого построения преобразователя является значительная погрешность измерения низких скоростей и ускорений, обусловленная малым относительным изменением частоты выходных сигналов *ФВ*, которое равно алгебраической сумме опорной частоты фазовращателя F_0 и частоты вращения вала $F_{вр}$.

Погрешность измерения низких скоростей и ускорений может быть уменьшена путем непосредственного использования в каналах измерения скорости и ускорения сигналов дополнительного фазовращателя с большим коэффициентом электронной редукции $n_р$, у которого выходная частота F выражается соотношением

$$F=F_0+n_рF_{вр}.$$

Однако использование в составе преобразователя двух *ФВ* существенно усложнит его конструкцию и увеличит стоимость. Это приводит к необходимости дальнейшего совершенствования отсчетной части преобразователя.

На рис. 8.6 представлена функциональная схема усовершенствованного варианта преобразователя углового положения, скорости и ускорения вращения вала в их цифровые эквиваленты соответственно Φ, $\dot{\Phi}$ и $\ddot{\Phi}$ [а. с. 1101740 (СССР)]. Схема работает следующим образом.

Счетчик *С1* выполняет функцию делителя частоты $f_{г.и}$ на коэффициент 2^n так, что на выходе старшего, n-го разряда счетчика *С1* образуются прямоугольные импульсы с частотой $F_0=f/2^n$. Формирователь *ФН* вырабатывает из выходных периодических сигналов *С1* опорные напряжения фазовращателя *ФВ*. Нуль-орган *НО1* формирует из выходных синусоидальных сигналов *ФВ* прямоугольные периодические сигналы, по фронту которых осуществляется запись кода *С1* в регистре *Р1*, где фиксируется код текущего углового положения вала.

Выходные сигналы *ГИ* поступают также на первый вход схемы запрета *С3*, на управляющий вход которой поступают сигналы с частотой $f/2^i$ с i-го разряда *С1*, которые запрещают прохождение через *С3* каждого импульса с номером 2^i. Среднее значение частоты импульсов на выходе схемы *С3* равно $f(2^i-1)/2$. Де-

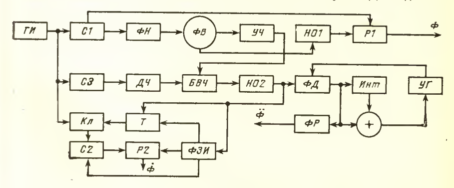


Рис. 8.6

литель частоты *ДЧ* имеет коэффициент деления, равный 2^{n-k}, где 2^k — коэффициент умножения умножителя частоты *УЧ*, так что выходная частота $F_д$ делителя *ДЧ*

$$F_д = F_0 2^k (2^i - 1)/2^i.$$

Умножитель *УЧ* умножает в 2^k раз выходную частоту *ФВ*, равную сумме $F_0 + F_{вр}$, так что его выходная частота будет равна

$$F_{у.ч} = 2^k (F_0 + F_{вр}).$$

На выходе блока вычитания *БВЧ* образуется частота $F_р$, равная разности частот умножителя и делителя частоты:

$$F_р = 2^{k-i} F_0 + 2^k F_{вр}.$$

При $i = k$ выходная частота *БВЧ* будет равна $F_р = F_0 + 2^k F_{вр}$.

Выходной сигнал *БВЧ* аналогичен выходному сигналу *ФВ*, имеющему коэффициент электрической редукции, равный 2^k. Второй нуль-орган *НО2* формирует из выходных синусоидальных сигналов *БВЧ* прямоугольные импульсы, которые поступают в каналы вычисления частоты вращения и ускорения.

Счетчик *С2*, имеющий разрядность, бóльшую разрядности *С1* на дополнительный знаковый разряд, вместе с ключом *Кл*, дополнительным триггером *Т*, формирователем задержанных импульсов *ФЗИ* и регистром *Р2* образуют канал вычисления частоты вращения, причем вычисление кода скорости заменено вычислением кода приращения ΔT периода T выходного сигнала *БВЧ* по отношению к периоду T_0 опорного сигнала фазовращателя.

По фронту выходного сигнала *НО2* переходит в нулевое состояние триггер *Т* и одновременно запускается *ФЗИ*. Сигнал с выхода триггера *Т*, воздействуя на управляющий вход ключа *Кл*, прекращает поступление импульсов *ГИ* на счетный вход *С2*. Через время, достаточное для переноса в этом счетчике, на первом выходе *ФЗИ* вырабатывается импульс, который поступает на вход разрешения записи *Р2*, и осуществляется в него запись кода ΔT из *С2*.

Импульс со второго выхода *ФЗИ*, воздействуя на входы предустановки *С2*, осуществляет запись в него кода, соответствующего промежутку времени между появлением импульсов на первом и третьем выходах *ФЗИ*. Импульс с третьего выхода *ФЗИ* переводит в единичное состояние триггер *Т*, в результате чего открывается ключ *Кл* и сигналы *ГИ* вновь поступают на вход *С2*. Поскольку коэффициенты пересчета *С1* и *С2* равны, в конце каждого периода выходного сигнала *НО2* в регистре *Р2* будет зафиксирован либо прямой код ΔT, если $T > T_0$, либо дополнительный код ΔT, если $T < T_0$.

Фазовый детектор *ФД*, фильтр *ФР*, интегратор *Инт*, суммирующий элемент и управляемый генератор *УГ* образуют канал вычисления ускорения. Выходное напряжение U_1 детектора *ФД* пропорционально разности фаз сигналов на его входах или, иначе, U_1 пропорционально интегралу от разности между выходной частотой $F_р$ нуль-органа *НО2* и частотой генератора *УГ*. В операторной форме выходное напряжение *ФД*

$$U_1(p) = \frac{T_1}{p}\,[F_р(p) - F_2(p)],$$

где T_1 — постоянный коэффициент; p — оператор Лапласа.

Выходной сигнал *ФД* непосредственно подан на первый вход сумматора и через интегратор *Инт* с передаточной функцией $1/T_2 p$ — на его второй вход.

Следовательно, напряжение на выходе сумматора

$$U_2(p) = \frac{1+T_2 p}{T_2 p} U_1(p).$$

Частота генератора F_2 пропорциональна с учетом коэффициента K_2 входному управляющему напряжению U_2:

$$F_2(p) = K_2 U_2(p).$$

Следовательно, $\left(\frac{T_2}{T_1} p^2 + K_2 T_2 p + K_2\right) U_1(p) = T_2 p F(p).$

Рассмотренная схема (рис. 8.6) обладает возможностью измерения значительно более низких скоростей и ускорений вращения. Однако сам принцип построения такого типа преобразователей имеет методическую погрешность, влияние которой на линейность его характеристики выявляется из выражения для информационной емкости преобразователя N, равной

$$N = \frac{f f_{вр}}{f_о^2\,[1 - f_{вр}/f_о]}. \qquad (8.16)$$

Как следует из приведенного выражения, эта погрешность определяется соотношением $f_{вр}/f_о$. Устройства, обеспечивающие оптимизацию соотношения $f_{вр}/f_о$, приводят к усложнению цифрового блока умножения при измерении низких скоростей, поскольку при этом требуется большое число разрядов выходных кодов реверсивного счетчика и блока измерения периодов.

К недостаткам такого построения преобразователей относятся также и ограничения применения, поскольку не все *СКВТ* допускают работу в режиме вращающегося поля. Так, например, *СКВТ* типа 5 БВТ, 2,5 БВТ, СКТ 6465 Д, ДСПУ-128 и другие не имеют квадратурной обмотки [48]. Не все СКВТ допускают изменение частоты запитки в широком диапазоне с целью уменьшения методической погрешности преобразования скорости, т. е. оптимизацию соотношения $f_{вр}/f_о$. Кроме того, изменение $f_о$ сопровождается переходными процессами в формирователе синусоидальных напряжений и в *ФВ*, что ограничивает быстродействие преобразователя.

Дрейф нуля и выходные токи интегратора в системе ФАПЧ обусловливают «паразитный» сдвиг фазы, что вносит дополнительную погрешность в изменение ускорения, а это особенно существенно при его малом значении.

Все вышеизложенное приводит к необходимости исследования иных путей построения совмещенного преобразователя угла, скорости и ускорения в код.

8.4. СОВМЕЩЕННЫЙ ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ УГЛА, СКОРОСТИ И УСКОРЕНИЯ

На рис. 8.7 представлена функциональная схема преобразователя, в котором устранены отмеченные выше недостатки.

Питание *ФВ* производится через формирователь опорных напряжений *ФОН* и делитель частоты *ДЧ* от генератора импульсов *G*. Формирователь преобразует выходной линейный код *X* на выходе *ДЧ* с помощью *ПЗУ*, не показанного на рисунке, в коды $\sin X$ и $\cos X$, которые преобразуются ЦАП в их аналоговые эквиваленты. Такое построение ЦПП позволяет при необходимости получить коды проекций θ, т. е. сделать его функциональным [49].

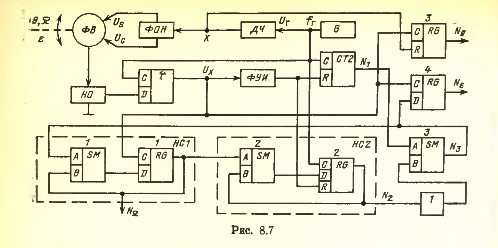


Рис. 8.7

Цифровой эквивалеит N_θ угла поворота θ формнруется из сдвига фазы между опорным напряжением *ФВ* и его выходным сигналом $U_\Phi = U_m \sin(\omega_0 t + +\theta)$, где ω_0 — частота опорного напряжения. Процесс формирования N_θ не отличается от классического [3]. В канале преобразователя угла задействованы нуль-орган *НО*, преобразующий U_Φ в прямоугольные импульсы; *T*-триггер, тактируемый фронтом импульса *G* и стробирующий выходной сигнал *НО*, с тем чтобы момент записи кодов в выходные регистры не попал на переходные процессы в *ДЧ*, *SM1* и *SM3*.

Сигнал на выходе триггера

$$U_X = \text{sign}\sin(\omega_0 t - \theta), \tag{8.17}$$

а в *RG3* записывается значение линейно нарастающего кода

$$X = f_Г t, \tag{8.18}$$

соответствующее фронту сигнала U_X. В соответствии с (8.17) и (8.18) можно записать, что $N_\theta = f_Г \theta \omega_0^{-1}$, т. е. выходной код *RG3* представляет цифровой эквивалент угла θ.

Наибольший интерес представляет построение каналов преобразования скорости и ускорения, сопряжение которых с ЦПУ производится через формирователь узких импульсов *ФУИ* и двоичный суммирующий счетчик *СТ2*, который должен иметь вход установки в нулевое состояние. Формирование цифрового эквивалента скорости в отличие от рассмотренных выше методов производится без методической ошибки. Это достигается тем, что код отклонения периода выходного сигнала *ФВ* не принимается в качестве эквивалента угловой скорости N_Ω, а подвергается преобразованию замкнутой цифровой системой. Она содержит в контуре последовательное соединение накапливающих сумматоров *НС1*, *НС2*, блока инверторов и *SM3*. Сумматоры *НС1* и *НС2* в свою очередь построены на замкнутых в кольцо полных двоичных сумматорах *SM1*, *SM2* и регистрах *RG1* и *RG2*, запись информации в которые производится по фронту импульса, поступающего на их тактовые входы.

Сумматор *НС1* выполняет роль цифрового интегратора, формирующего на своем выходе некоторый код N_{Ω}. Работа *НС1* описывается разностным уравнением

$$N_{\Omega}[n+1]=N_{\Omega}[n]+N_{3}[n], \tag{8.19}$$

где $N_{\Omega}[n]$ — выходной код *НС1* перед приходом $(n+1)$-го импульса на тактовый вход *RG1*: $N_{\Omega}[n+1]$ — выходной код *НС1* после прихода $(n+1)$-го импульса; $N_{3}[n]$ — входной код *НС1* в момент прихода фронта $(n+1)$-го импульса.

Сумматор *НС2* аналогично *НС1* построен на *SM2* и *RG2*, но отличается тем, что *RG2* имеет вход *R* установки его в нулевое состояние импульсов *ФУИ*. При неподвижном роторе *ФВ* $\Delta T=0$, т. е.

$$T_{X}=T_{0}=N_{0}f_{\mathrm{r}}^{-1}=2\pi\omega_{0}^{-1}, \tag{8.20}$$

где N_{0} — емкость *ДЧ* и *СТ2*. При вращении ротора *ФВ* со скоростью Ω период

$$T_{X}=2\pi(\omega_{0}-\Omega)^{-1}, \tag{8.21}$$

Счетчик *СТ2* фронтом U_{X} устанавливается в нулевое состояние, и к приходу следующего фронта на выходе *СТ2* формируется дополнительный код, пропорциональный разности периодов:

$$N_{1}[n]=f_{\mathrm{r}}(T_{X}-T_{0})=\frac{2\pi f_{\mathrm{r}}\Omega}{\omega_{0}(\omega_{0}-\Omega)}. \tag{8.22}$$

Одновременно в *НС2* производится суммирование кода N_{Ω} на каждый импульс U_{r}, и к этому же моменту

$$N_{2}[n]=N_{\Omega}f_{\mathrm{r}}T_{X}=\frac{2\pi N_{\Omega}f_{\mathrm{r}}}{\omega_{0}-\Omega}. \tag{8.23}$$

Вычитанием этих кодов образуется N_{3}, который в момент прихода фронта сигнала U_{X} корректирует содержание *НС1* (код N_{Ω}) таким образом, чтобы рассогласование $N_{3}[n]$ компенсировалось. При этом $N_{1}[n]=N_{2}[n]$, т. е. $N_{\Omega}\sim\sim\Omega\omega_{0}^{-1}$.

Рассогласование $N_{\varepsilon}=N_{3}[n]$, формируемое в момент прихода фронта сигнала U_{X} на выходе *SM3*, записывается в *RG4*. Поскольку N_{ε} является входным кодом цифрового интегратора *НС1*, выходной код N_{Ω} которого пропорционален скорости Ω, то $N_{\varepsilon}\sim\varepsilon=\dot{\Omega}$. Покажем это для установившегося режима, когда $\varepsilon=\dot{\Omega}=\mathrm{const}$. Можно записать разностное уравнение

$$\Omega[n+1]=\Omega[n]+\varepsilon T_{X}[n], \tag{8.24}$$

где $\Omega[n]$ — значение скорости в n-м периоде; $T_{X}[n]$ — значение периода T_{X} сигнала U_{X} в n-м периоде; $\Omega[n+1]$ — значение скорости в $(n+1)$-м периоде.

Из (8.22) и (8.23) можно записать

$$N_{1}[n+1]=\frac{2\pi f_{\mathrm{r}}\Omega[n+1]}{\omega_{0}(\omega_{0}-\Omega[n+1])}; \tag{8.25}$$

$$N_{2}[n+1]=\frac{2\pi f_{\mathrm{r}}N_{\Omega}[n]}{\omega_{0}-\Omega[n+1]}. \tag{8.26}$$

Поскольку рассматриваем установившийся режим, для системы с астатизмом первого порядка рассогласование $N_{3}[n]=N_{\varepsilon}=\mathrm{const}$.

Тогда можно записать

$$N_\Omega[n] = \Omega[n]\omega_0^{-1} + N_\varepsilon. \quad (8.27)$$

Из (8.24)—(8.27) находим

$$N_\varepsilon[n+1] = N_\varepsilon = \frac{4\pi^2 f_\Gamma \varepsilon}{\omega_0(\omega_0 - \Omega[n+1])(\omega_0 - \Omega[n])} - \frac{2\pi f_\Gamma N_\varepsilon}{\omega_0 - \Omega[n+1]}. \quad (8.28)$$

Поскольку обычно $\omega_0 \gg \Omega$, (8.28) можно представить в виде

$$N_\varepsilon\left(1 + \frac{2\pi f_\Gamma}{\omega_0}\right) \approx \frac{4\pi^2 f_\Gamma}{\omega_0^3}\varepsilon,$$

а с учетом (8.20)

$$N_\varepsilon(1 + N_0) \approx \frac{2\pi\varepsilon}{N_0\omega_0^2} \quad (8.29)$$

или

$$N_\varepsilon \approx \frac{2\pi\varepsilon N_0}{\omega_0^2(1+N_0)} \approx \frac{2\pi}{\omega_0^2}\varepsilon, \quad (8.30)$$

т. е. код N_ε на выходе *RG4* в первом приближении пропорционален ускорению ε. Чем выше ω_0, тем строже выполняется (8.30). Работа ЦПП поясняется временными диаграммами на рис. 8.8.

Преобразователь позволяет получить цифровые эквиваленты угла, скорости и ускорения из фазы выходного сигнала *ФВ* чисто цифровым методом, что дает возможность повысить его точность. Преобразование не имеет методической ошибки измерения скорости. В качестве первичного датчика рекомендуется использование СКВТ типа СКТД 6465, ДСПУ 128, ВТ-100 и ВТ-70.

Не представляет сложности дальнейшее расширение функциональных возможностей такого МЦПП в части совмещенного формирования цифровых эквивалентов Φ_s и Φ_c, т. е. создание полифункционального ЦПП (ПЦПП). Это достигается выполнением ФОН на основе ПЗУ с синусно-косинусной прошивкой, например БИС К505РЕ3, которые обеспечивают формирование из линейного кода ДЧ кодов sin *X* и cos *X*, дальнейшее преобразование которых в квазигармонические напряжения U_s и U_c осуществляется ЦАП, например БИС К572ПА2. Осуществление съема информации по методу «бегущей стробирующей метки» позволяет с незначительными аппаратными затратами получить коды Φ_s и Φ_c [49].

Цифровая часть ПЦПП реализуется на ИМС: ДЧ и СТ2 — К133ИЕ5; Т—К133ТМ2; SM1—SM3—К133ИМ3; RG1, RG3 и RG4 — К133ИР1, а RG2 — К133ИР13; блок инверторов— К133ЛН1.

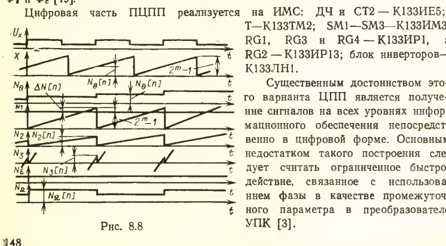


Рис. 8.8

Существенным достоинством этого варианта ЦПП является получение сигналов на всех уровнях информационного обеспечения непосредственно в цифровой форме. Основным недостатком такого построения следует считать ограниченное быстродействие, связанное с использованием фазы в качестве промежуточного параметра в преобразователе УПК [3].

Часть третья

АМПЛИТУДНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ЦПП С АНАЛОГОВЫМИ ИНТЕГРАТОРАМИ

9.1. ФОРМАТ СКВТ

До появления цифровых систем сельсины и СКВТ были наиболее точными и надежными аналоговыми первичными преобразователями углового положения θ. Созданные на основе этих преобразователей системы удовлетворяют самым высоким стандартам и способны точно функционировать в широком диапазоне воздействий окружающей среды — температуры, влажности, вибраций и ударов [2, 3, 7, 11, 22, 23, 39, 48, 49, 56, 80]. В силу этого с появлением цифровых систем, естественно, стали предприниматься попытки создания преобразователей с цифровым выходом, в которых базовый первичный преобразователь сохранялся. Развитие этого направления оказалось чрезвычайно успешным: в настоящее время созданы системы, соперничающие с цифровыми кодирующими преобразователями в разрешении, точности и динамических показателях. По совокупности требуемых характеристик с ними в ряде случаев не могут конкурировать никакие разновидности преобразователей угла.

Для систем контроля и сигнализации на основе сельсинов разработано множество специальных методов их построения. Многие из них относятся к системам, использующим сельсины и ЦАП. Сельсин питается от источника переменного напряжения. Информация об угловом положении вала обычно представляется в виде модулированных сигналов переменного тока. В большинстве устройств эти сигналы не нуждаются в нормализации. Они менее подвержены помехам и наводкам из контуров заземления, нежели обычные аналоговые сигналы. Поэтому проблемы ввода в эксплуатацию для них менее серьезны, чем для многих других систем, включая и устройства кодирования угла. Немаловажным фактором, способствующим проведению работ по созданию ЦПП на основе сельсинов и СКВТ, является обеспечение совместимости аналоговых и цифровых систем путем использования единого первичного датчика.

Информация о взаимном положении ротора сельсина относительно статора заключена в системе трехфазных сигналов, а в СКВТ — двухфазных. Обмотки СКВТ уложены так, что на несущей частоте одна формирует сигнал, пропорциональный синусу угла поворота вала θ, а вторая — сигнал, пропорциональный косинусу этого угла.

Рассматриваемые далее принципы построения преобразователей преимущественно используют входную информацию в формате СКВТ. С помощью трансформатора Скотта типа Т обычно трехфазный сигнал со статора сельсина-датчика либо дифференциального сельсина можно преобразовать в сигнал формата СКВТ (рис. 9.1,*а*). На первичных обмотках сигналы несущей частоты фактически трехфазные. Ту же частоту имеют и выходные сигналы. Напряжения на вторичных обмотках пропорциональны $\sin\theta$ и $\cos\theta$.

Единственным элементом ЦПП, рассчитанных на работу с сельсинами и

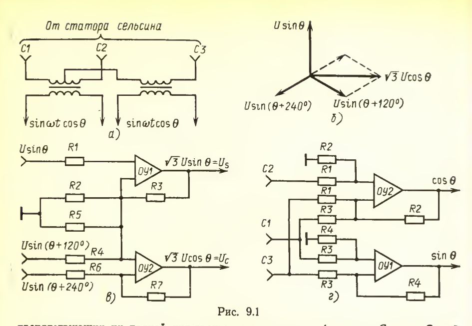


Рис. 9.1

препятствующих их полной интеграции, является трансформатор Скотта. С этой точки зрения значительный интерес представляют построения преобразователя трехфазного сигнала сельсина в двухфазный сигнал формата СКВТ (угловые генераторы) [55] на интегральных схемах.

Векторная диаграмма преобразователя приведена на рис. 9.1,*б*.

Для приведения трехфазных напряжений к формату СКВТ необходимо решить систему уравнений

$$\begin{cases} U_s = \sqrt{3}\, U \sin\theta; \\ U_c = U \sin(\theta + 120^\circ) - U \sin(\theta + 240^\circ) = \sqrt{3}\, U \cos\theta. \end{cases}$$

Схема, обеспечивающая решение этой системы, представлена на рис. 9.1,*в*. Операционный усилитель *ОУ1* с цепями обратной связи обеспечивает усиление $\sqrt{3}$ раз для получения необходимой амплитуды U_s. Коэффициент передачи $\sqrt{3}$ задается резисторами *R3* и *R2*. Операционный усилитель *ОУ2* с входными элементами и цепями обратной связи обеспечивает формирование U_c. Коэффициент передачи *ОУ2* задается резисторами *R4—R7*, которые могут иметь один номинал. Точность получения выходных напряжений определяется точностью резисторных цепей. В системах высокой точности отношение сопротивлений резисторов *R3/R2*, *R5/R4* и *R7/R6* должно выдерживаться с погрешностью не более 0,01%, что достаточно просто реализуется при использовании резистивных матриц [38].

Возможен иной вариант построения преобразователя, схема которого представлена на рис. 9.1,*г* [55].

Выходной сигнал операционных усилителей

$$U_{\text{выхОУ1}} = 1,732\,\frac{R_4}{R_3}\,U_{max}\sin\theta;\; U_{\text{выхОУ2}} = U_{max}\cos\theta,$$

где U_{max} — максимальное межфазное напряжение.

Если сопротивления всех резисторов одинаковы, выходной сигнал *ОУ2* равен удвоенному входному напряжению, умноженному на косинус угла. Например, если угол составляет 33°, а входное напряжение (между линиями, трехфазный вход) равно 1 В, то выходное напряжение *ОУ1* составит $2\times1=$ $=2$; $2\times0{,}8387(\cos 33°)=1{,}6774$ В.

При тех же самых условиях (угол 33°, входное напряжение 1 В) выходное напряжение *ОУ2* составляет $1{,}732\times0{,}5446(\sin 33°)\approx 0{,}94$ В.

Точность передачи сигналов по схеме рис. 9.1,*г* зависит от степени согласования обоих *ОУ*, а также от согласованности резисторов, допуск на которые должен быть не хуже 1%.

Для этой и предыдущей схем идеально подходит двухканальный [34] интегральный *ОУ*, в котором оба канала формируются на одном кристалле. Однако удовлетворительные результаты можно получить и при отдельных *ОУ* со строго согласованными характеристиками.

Схема рис. 9.1,*г* наиболее эффективно действует при напряжении всех трех фаз порядка одного вольта или долей вольта. По выходному напряжению 5—10 В она согласуется с входными цепями интегральных ЦПП. Схема имеет некоторые преимущества относительно прямого измерения фазовых углов с помощью измерительного прибора. Во-первых, *ОУ* создают гораздо меньшую по сравнению с измерительным прибором нагрузку (что более важно для низковольтных систем, чем для трехфазных систем с напряжением в диапазоне 120 В). Во-вторых, работа этой схемы не зависит от частоты сигнала. Большинство же измеряющих фазовые углы приборов предназначено только для одной частоты. В-третьих, выходной сигнал может быть «взвешенным» или «промасштабированным». Например, в некоторых конструкциях может потребоваться домножить выходной синусоидальный сигнал на 5, а косинусоидальный сигнал — на 10 или наоборот. Это можно получить, установив различные коэффициенты усиления отдельных ОУ, меняя соотношения *R2/R1* и *R4/R3*.

Как обычно, номиналы входных резисторов *R1* и *R4* выбираются исходя из входного тока смещения и падения напряжения. Одинаковый номинал следует использовать для всех входных резисторов. Создаваемое входным током смещения падение напряжения на входных резисторах должно составлять не более 10% входного линейного напряжения. Номиналы резисторов *R2* и *R3* выбираются исходя из требуемых коэффициентов усиления для отдельных выходов. Номиналы резисторов *R2* и *R4* должны быть примерно одинаковыми.

Номиналы элементов приведенной на рис. 9.1,*г* схемы выбираются такими, чтобы она обеспечивала выходные сигналы для трехфазной системы $\overline{C1}$, $\overline{C2}$, $\overline{C3}$ при максимальном линейном напряжении 2 В, входном токе смещения *ОУ* 200 нА; при этом синусоидальный выходной сигнал не должен превышать 3,5 В, а косинусоидальный выходной сигнал — 10 В. Для этого напряжения источника питания *ОУ2* должны быть по крайней мере 10 В, на практике они бывают 11—12 В. Для *ОУ2* можно использовать и меньшее значение. Однако лучшее согласование и, следовательно, более точная схема получаются в том случае, если оба *ОУ* имеют одинаковые напряжения питания.

Для амплитуды опорного несущего напряжения U_0 частоты ω выходные сигналы в формате СКВТ составляют

$$U_1=U_0\sin(\omega t+\psi_1)\sin\theta; \quad (9.1)$$

$$U_2=U_0\sin(\omega t+\psi_2)\cos\theta, \quad (9.2)$$

где ψ_1 и ψ_2 — фазовые сдвиги сигналов несущей частоты, вызванные их за-

держкой в цепях СКВТ или сельсина и трансформатора Скотта. Напомним, что вариации амплитуды опорного сигнала в ряде ситуаций изменения его частоты могут вызвать появление других погрешностей. Дополнительными источниками погрешностей в этих электромеханических системах являются также высшие гармоники и квадратурные составляющие [3].

Для идеальной системы фазовые сдвиги ψ_1 и ψ_2 равны нулю, и в большинстве систем их можно не учитывать. Специально предусмотренными мерами можно ослабить также и влияние многих других источников погрешностей. В этом случае выходные сигналы СКВТ можно представить в виде

$$U_1=\sin\omega t\sin\theta; \quad (9.3)$$

$$U_2=\sin\omega t\cos\theta. \quad (9.4)$$

Таким образом, информация об угловом перемещении заложена в соотношении амплитуд модулированных сигналов переменного тока.

9.2. СПОСОБЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УГЛА В КОД, ОСНОВАННЫЕ НА ИНТЕГРИРОВАНИИ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ СКВТ

Известно, что наибольшей помехоустойчивостью обладают интегрирующие преобразователи. Наглядным примером этому служат следящие ЦПУ, содержащие два последовательно включенных интегратора в контуре сигнала рассогласования. В ЦПУ находят применение и способы преобразования, в которых подвергаются интегрированию непосредственно выходные сигналы СКВТ. Процесс преобразования в этом случае носит циклический характер, и после завершения цикла на выходе ЦПУ формируется цифровой эквивалент входного угла.

Согласно одному из этих способов [а. с. 409262 (СССР)] входные напряжения СКВТ, пропорциональные синусу и косинусу угла, сравнивают по абсолютной величине, меньшее напряжение интегрируют в течение эталонного времени, затем интегрируют большее напряжение с противоположным знаком до получения заданного напряжения, определяют временной интервал интегрирования большего напряжения и преобразуют его в код.

На рис. 9.2 приведена функциональная схема устройства, реализующего такой способ.

Напряжения с выхода *СКДУ*, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота, выпрямляют с помощью выпрямителей *В1* и *В2*. Их выходы через ключи *Кл1* и *Кл2* подключены на вход интегратора *ИР*, к выходу которого подключен компаратор *К*. Напряжения с выпрямителей поступают также на схему сравнения *СС*. К управляющим входам ключей подключены выходы блока управления *БУ*. Схема работает следующим образом.

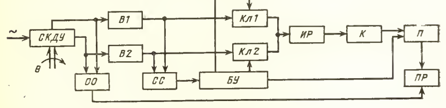


Рис. 9.2

Блок управления открывает ключ, подключающий меньшее по значению напряжение с выпрямителей на вход *ИР* на эталонное время. Сравнение напряжений производится *СС*, которая выдает сигнал в *БУ*. Затем *БУ* открывает другой ключ и выдает старт-импульс на преобразователь *П* временного интервала в код, причем выпрямители включены так, что знаки их выходных напряжений противоположны. Компаратор *К* выдает стоп-импульс на *П* при достижении напряжения определенного значения на выходе *ИР*. Полученное в результате преобразования значение кода поступает в промежуточный регистр *ПР*, в котором происходит вычисление угла в пределах октанта. Три старших разряда кода определяются определителем октантов *ОО*.

Недостатком такого способа является значительная погрешность преобразования напряжений с синусной и косинусной обмоток датчика, осуществляемого перед первым циклом интегрирования в постоянные напряжения. Эта погрешность определяется разбросом характеристик выпрямителей *В1* и *В2* из-за их неидентичности.

С целью повышения точности предложен иной способ [а. с. 732951 (СССР)], предусматривающий сравнение синусного и косинусного напряжений СКДУ, большее из которых выпрямляют с помощью выпрямителя *В*. Далее интегрируют интегратором *ИР* опорное напряжение, поступающее с источника опорного напряжения *ИОН*, обратное по знаку выпрямленному большему напряжению, в течение эталонного интервала времени. Затем интегрируют *ИР* большее напряжение до заданного значения, определяют и запоминают интервал времени его интегрирования, выпрямляют с помощью *В* меньшее напряжение и интегрируют его за интервал времени интегрирования большего напряжения. После этого интегрируют опорное напряжение с ИОН, обратное по знаку меньшему выпрямленному напряжению, до заданного значения и определяют временной интервал его интегрирования, по величине которого определяют код угла поворота вала СКДУ.

На рис. 9.3 изображена функциональная схема устройства, реализующего этот способ, а на рис. 9.4 — диаграмма работы устройства.

Преобразователь работает в двух режимах: в режиме преобразования кода во временной интервал и в режиме преобразования временного интервала в код. Преобразование происходит за четыре такта. Измеренное в результате преобразования значение кода поступает в *ПР*, в котором происходит вычисление угла в пределах октанта. Номер октанта определяется определителем октантов *ОО*.

Использование этого способа дает возможность повысить точность преобразования угла поворота вала в код. Недостатком способа является низкое быстродействие.

С целью устранения этого недостатка предложен третий способ [а. с. 1101866 (СССР)]. Он заключается в том, что выпрямление меньшего напряжения осуществляют непосредственно после получения результата выпрямления большего напряжения (результат предварительно запоминают), а интегрирование выпрямленного меньшего напряжения осуществляют непосредственно после интегрирования выпрямленного и запомненного большего напряжений.

Отличие реализации этого способа от двух предыдущих состоит во введении блока памяти и в структуре построения преобразователя.

Блок *ОО* определяет октант угла поворота θ и выдает полученный результат в цифровой форме на вычислительный блок, в котором происходит вычис-

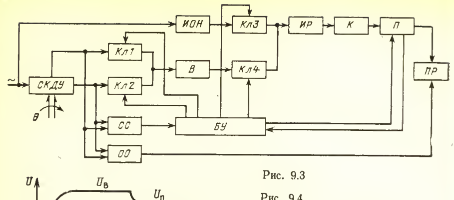


Рис. 9.3

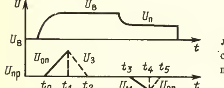


Рис. 9.4

ление θ в пределах октанта. Этот способ позволяет повысить быстродействие преобразования.

Основой одного из широко распространенных методов преобразования выходных сигналов СКВТ в код является использование гармонического генератора [3, 81], начальные условия которого пропорциональны амплитуде выходных сигналов СКВТ U_s и U_c. Время, необходимое для получения информации об угле поворота θ, пропорционально этому углу.

Как видно из рис. 9.5,*а, б*, гармонический генератор представляет собой аналоговое звено второго порядка, содержащее два интегратора и инвертор. Выход инвертора является также и входом первого интегратора. Принимая во внимание отрицательные знаки при коэффициентах передачи инвертора и интегратора и учитывая также, что постоянные времени двух интеграторов равны τ_1 и τ_2, можем записать уравнения

$$X = -\tau_1\tau_2\ddot{X};\quad \ddot{X} = -\frac{X}{\tau_1\tau_2}, \qquad (9.5)$$

где $\tau_1 = R_1C_1$, а $\tau_2 = R_2C_2$. Это уравнения простого гармонического колебания с круговой частотой ν, определяемой как $\nu = 1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$. При $\tau_1 = \tau_2$ $\nu = 1/\tau$. Выходные гармонические сигналы двух интеграторов представляют собой

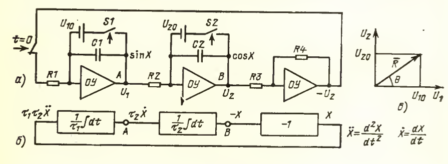


Рис. 9.5

решение дифференциального уравнения (9.5)

$$U_1(t)=E\cos\nu t; \qquad (9.6)$$

$$U_2(t)=E\sin\nu t, \qquad (9.7)$$

где

$$E=\sqrt{(U_{10})^2+(U_{20})^2}, \qquad (9.8)$$

а U_{10} и U_{20} — напряжения на интегрирующих конденсаторах при $t=0$ (начальные условия). Выходная амплитуда E осциллятора может управляться зарядами $C1$ и $C2$ до определенного значения перед моментом $t=0$. Важно, что амплитуда не зависит от постоянных времени. В противоположность этому частота на выходе зависит от постоянных времени интеграторов и не зависит от начальных условий.

Выходные сигналы двух интеграторов X и Y составляют воображаемый вектор $\bar{R}$, который поворачивается с постоянной скоростью $K\nu$ (рис. 9.5,*в*). Время t_θ, требуемое для поворота этого вектора от первоначального положения до положения, в котором напряжение U_C равно нулю, прямо пропорционально углу вектора. Так как угол равен $\theta=K\nu t_\theta$, то выражение для времени будет

$$t_\theta=\theta(K\nu)^{-1}. \qquad (9.9)$$

Работа этого ЦПУ подразделяется на три периода (рис. 9.6):

1) в течение T_1 устанавливаются начальные условия за счет интегрирования и выпрямления выходных сигналов СКВТ U_{sD} и U_{cD};

2) в течение T_2 вектор $\bar{R}$, представленный своими компонентами U_s и U_c, поворачивается до тех пор, пока выходной сигнал второго интегратора не перейдет через нуль;

3) в течение T_3 оба интегратора сбрасываются до нуля за счет замыкания ключей $S1$ и $S2$ (см. рис. 9.5), параллельных интегрирующим конденсаторам.

Начальные условия U_{10} и U_{20} получаются соединением U_{sD} и U_{cD} ключами $S1$ и $S2$ в течение периода T_1, поэтому

$$U_{10}=-\frac{1}{R_1C_1}\int_0^{T_1}U_s dt=-\frac{U_sT_1}{R_1C_1}; \qquad (9.10)$$

$$U_{20}=-\frac{1}{R_2C_2}\int_0^{T_1}U_c dt=-\frac{U_ct_1}{R_2C_2}. \qquad (9.11)$$

В течение периода T_2 обратная связь осциллятора замыкается. Оба интегратора интегрируют выходные сигналы друг друга $U_1(t)$ и $-U_2(t)$, определяемые уравнениями (9.6) и

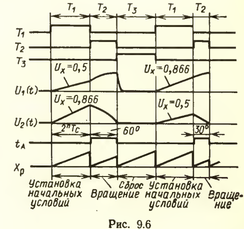


Рис. 9.6

(9.7), начиная с начальных условий, установленных в течение T_1:

$$U_1(t) = U_{10} - \frac{1}{R_1C_1}\int_0^{t_\theta} - U_2(t)dt; \quad (9.12)$$

$$U_2(t) = U_{20} - \frac{1}{R_2C_2}\int_0^{t_\theta} U_1(t)dt. \quad (9.13)$$

Так как $U_1(t)$ и $U_2(t)$ представляют функции синуса и косинуса, уравнение (9.13) может быть решено для t_θ, если $U_2(t)$ положить равным нулю:

$$U_{20} = \frac{1}{R_2C_2}\int_0^{t_\theta} \cos \nu t dt. \quad (9.14)$$

Вычтя (9.11) из (9.14) и решив интеграл, получим

$$-\frac{U_cT_1}{R_2C_2} = \frac{\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}{R_2C_2 \sin \nu t_\theta}.$$

Если $R_1C_1 = R_2C_2$, то

$$-\sin \nu t_\theta = U_cT_1(RC)^{-1}. \quad (9.15)$$

Аналогично если в уравнении (9.12) $U_1(t) = 1$, то

$$1 = -\frac{U_sT_1}{R_1C_1} + \frac{1}{R_1C_1}\int_0^{t_\theta} \sin \nu t dt. \quad (9.16)$$

Уравнение (9.16) может быть решено относительно $\cos \nu t_\theta$, т. е.

$$1 = -\frac{U_cT_1}{R_1C_1} + 1 - \frac{\sqrt{R_1C_1R_2C_2}}{R_1C_1}\cos \nu t_\theta.$$

Если $R_1C_1 = R_2C_2$, то

$$-\cos \nu t_\theta = U_sT_1(RC)^{-1}. \quad (9.17)$$

Поделив (9.15) на (9.17), получим

$$\operatorname{tg} \nu t_\theta = \frac{U_s}{U_c} \quad \text{или} \quad t_\theta = \frac{1}{\nu}\operatorname{arctg}\frac{U_s}{U_c}. \quad (9.18)$$

Как и в любом другом преобразователе сигналов СКВТ в цифровую форму, t_θ не зависит от эталонного напряжения. Однако в отличие от других схема, показанная на рис. 9.5,*а*, не имеет эталонного источника. Сигнал t_θ не зависит также от длительности периода $T_1 = 2^n/f_т$, но это приводит к неудобству, так как цифровой выходной сигнал $X = t_\theta f_т$ зависит от тактовой частоты $f_т$, которая должна быть стабильной для высокой точности преобразователя.

Большое внимание в схеме уделяется стабильности постоянных времени интегрирования R_1C_1 и R_2C_2, так как t_θ изменяется в зависимости от $R_1C_1R_2C_2$. Это значит, что резисторы и конденсаторы, используемые в интеграторах, должны быть точными и стабильными. Зависимость постоянной времени интегрирования обусловливает ограничение точности преобразователя, что является

существенным недостатком этого варианта ЦПУ несмотря на его простоту и малое число элементов в отсчетной части.

После заполнения тактовой частотой временного интервала получают код

$$\Phi = f_т \theta \nu^{-1}. \quad (9.19)$$

Недостатки этого способа видны из анализа (9.19): во-первых, результирующий код зависит как от тактовой частоты $f_т$, так и от частоты гармонических колебаний ν, зависящей в свою очередь от постоянных времени интеграторов, и, следовательно, от изменения температуры окружающей среды, что создает существенную погрешность преобразования; во-вторых, для получения кода Φ, соответствующего углу θ, круговая частота ν должна иметь точное определенное значение

$$\nu = \frac{\pi}{2} f_т (\Phi_{90^\circ})^{-1}, \quad (9.20)$$

где Φ_{90° — величина кода, соответствующего 90°, определяемая количеством импульсов счета.

К тому же в нормальных условиях необходимо задать постоянные времени интеграторов таким образом, чтобы одновременно выполнялись два равенства:

$$\tau_1 = K_и \tau_2; \quad (9.21)$$

$$\nu = \nu_{расч}, \quad (9.22)$$

где $\nu_{расч}$ — расчетное значение круговой частоты преобразователя, выбираемое исходя из требуемого уровня чувствительности и значения $f_т$.

Такая настройка преобразователя трудоемка. Кроме того, существует погрешность, вызванная несоответствием реального периода гармонических колебаний и расчетного, получаемая уже в нормальных условиях при настройке преобразователя.

9.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ГЕНЕРАТОРА ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

9.3.1. Особенности построения

Для преобразования сигналов *СКВТ* в цифровой код сигналы переменного тока сначала демодулируются и заряжают два интегратора постоянного тока до напряжения, пропорционального синусу и косинусу угла поворота вала. Интеграторы соединяются последовательно с инвертирующим усилителем, имеющим коэффициент усиления 1 и включенным в цепь обратной связи, в результате чего образуется двухфазный генератор. Период колебаний этого генератора составляет обычно от 1/200 с и выше и определяется прецизионными резисторами и конденсаторами интеграторов на операционных усилителях.

Для получения значений младших разрядов кода подсчитывается число импульсов стабильного тактового генератора за интервал времени между началом генерации и первым нулем синусного или косинусного напряжения. Значения двух старших разрядов выходного кода определяются по полярности синусного и косинусного напряжений. Интервал генерации равен четверти периода генератора. За это время переход через нулевой уровень напряжения

одного из интеграторов всегда имеет место и число импульсов, накопленных в счетчике до перехода через нуль, даст величину, дополняющую угол поворота вала до 90°.

Затем конденсаторы возвращаются в исходное состояние до следующего интервала начальных условий, начало которого определяется моментом перехода через нуль с положительным наклоном (т. е. перехода через нуль снизу вверх) опорного сигнала несущей частоты. Изменение несущей частоты приводит только к изменению амплитуд проинтегрированных сигналов в начале интервала генерации, но не влияет на их отношение и на общее число накопленных в счетчике импульсов.

На входы генератора гармонических сигналов поступают два сигнала постоянного тока, пропорциональных синусу и косинусу входного угла. Эти сигналы образуются либо отдельными демодуляторами каждого СКВТ (рис. 9.7), либо пиковыми детекторами типа выборка — память [57, 82].

Выходные напряжения в точках A и B должны быть синусоидальными, причем напряжение в B является интегралом от напряжения в A. Вследствие этого они могут рассматриваться как функции синуса и косинуса от собственной частоты генератора. В схеме преобразователя имеется ряд переключателей на полевых транзисторах. Они предназначены для задания начальных параметров генератора, определяемых величинами $\sin\theta$ и $\cos\theta$, и кроме того, для его запуска и остановки. В преобразователе предусмотрены блок синхронизации, тактовый генератор и, кроме того, счетчик, формирующий цифровой выход.

При открытых полевых транзисторах ключей W и X колебания в генераторе не возбуждаются, поскольку интегрирующие конденсаторы интеграторов зашунтированы усилителями, через которые производится их зарядка сигналами,

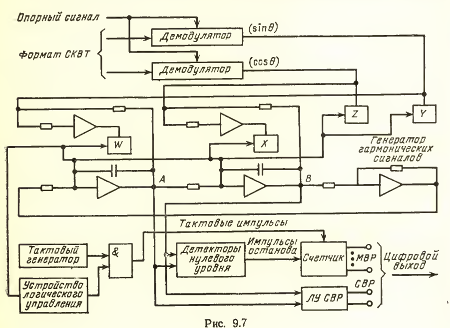


Рис. 9.7

пропорциональными $\sin\theta$ и $\cos\theta$, вводимыми через замкнутые ключи Y и Z. Генератор находится в этом состоянии в течение времени, достаточного для полной зарядки конденсаторов. Начальные напряжения в точках A и B при этом устанавливаются эквивалентными сигналами $\sin\theta$ и $\cos\theta$ соответственно. Далее программирующее устройство размыкает все четыре ключа (W, X, Y и Z), обеспечивая возбуждение генератора на его собственной частоте ν. При указанных начальных условиях формируются синусоидальный и косинусоидальный выходные сигналы. Тактовые импульсы подсчитываются в младших по весу разрядах *МВР* выходного счетчика. Счет начинается в момент запуска генератора и продолжается до тех пор, пока либо синусоидальный, либо косинусоидальный выходной сигнал не уменьшается до нулевого уровня. Два старших по весу разряда *СВР*, определяющих квадрант, как указывалось ранее, зависят от комбинаций полярностей начальных синусных и косинусных напряжений.

Временные диаграммы выходных сигналов генератора и моментов появления стартстопных сигналов (для первого и второго квадрантов), управляющих пропусканием тактовых импульсов, показаны на рис. 9.8,*а* и *б*.

На временной диаграмме показан также интервал установки в начальное состояние. В начале этого интервала оба интегратора перед переключением на новые начальные условия возвращаются на нуль. Установка осуществляется от аналогичной системы синусно-косинусного преобразования либо через коммутатор от другой пары сигналов второго преобразователя. Период установки в начальное состояние используется для стробирования выходного сигнала в других

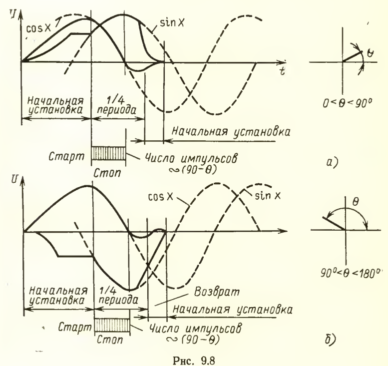


Рис. 9.8

узлах системы и обнуления счетчика при подготовке к следующему такту счета.

Для ЦПУ по рис. 9.7 число импульсов, накопленных в счетчике, представляет собой дополнение к углу θ. Иными словами, в счетчике будет накоплено число импульсов, соответствующее углу 90°—θ. Величину θ можно определить, сняв отсчет θ с дополнительного выхода счетчика.

Подсчет импульсов никогда не занимает больше 1/4 периода колебаний генератора. Таким образом, с учетом времени на возврат в исходное состояние и установку начальных условий полный цикл считывания реализуется за время, меньшее одного периода колебаний гармонического генератора. Иными словами, при частоте генератора 200 Гц возможно осуществить 200 преобразований за 1 с. При тактовой частоте 1 МГц только для МВР в этом случае обеспечивается разрешающая способность 1 : 1250. Вместе с двумя СВР, получаемыми при анализе знаков синуса и косинуса в селекторе квадранта, общее число разрядов выходного кода оказывается равным 12. При других комбинациях значений тактовой частоты и частоты генерации будут обеспечиваться другие уровни разрешающей способности.

Точность системы в первую очередь определяется точностью нуль-органов (сравнивающих устройств), стабильностью тактовой частоты и, кроме того, стабильностью частоты генератора гармонических сигналов. Высокую стабильность генератора обеспечить трудно, поскольку она характеризуется постоянными времени интеграторов. Предельные точность и разрешающая способность обычно определяются отношением тактовой частоты к частоте генератора. В ряде систем с контуром фазовой подстройки генератора, отслеживающим любой дрейф частоты гармонических колебаний, это отношение сохраняется постоянным [3].

В рассмотренной выше схеме (рис. 9.7) предполагается, что оба выходных напряжения *СКВТ* предварительно преобразуются в напряжение постоянного тока, а угол поворота лежит в первом квадранте. Сигналы постоянного тока U_{sD} и U_{cD}, полученные на выходах фазочувствительного демодулятора, приводятся в первый квадрант. Преобразователь может принимать выходные сигналы, лежащие во всех четырех квадрантах, если добавить второй детектор перехода сигнала через нуль и применить дополнительные логические схемы.

На основе этого метода выполнен ЦПУ TRIGAC, широкие возможности применения которого в различных областях техники описаны в [58]. Он отличается от преобразователя, показанного на рис. 9.7, тем, что в нем выходные сигналы *СКВТ* U_s и U_c интегрируются непосредственно в первой половине периода несущей частоты. Поэтому отпадает необходимость в фазочувствительных демодуляторах. Конденсаторы и резисторы интегратора в нем подобраны с нулевым температурным коэффициентом. Две постоянные времени подгоняются в процессе изготовления с точностью 0,03%.

Поворот координат и их преобразование — две основные функции такого преобразователя. Эти функции иллюстрируются графиками на рис. 9.9.

При повороте координат вектор R поворачивается на угол A (рис. 9.9,*а*) из начального положения (x, y) в конечное положение (x', y'). Новые координаты выражаются через старые и угол поворота в следующей форме:

$$x' = x\cos A - y\sin A;\; y' = y\cos A + x\sin A.$$

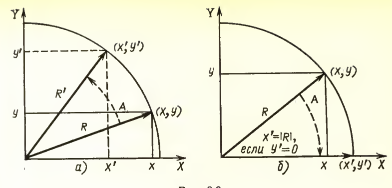


Рис. 9.9

Для преобразования прямоугольных координат в полярную форму (рис. 9.9,б) вектор R, характеризующий начальное положение (x, y), поворачивается на некоторый угол A до совмещения с осью x, так что $y'=0$ и $x'=|\bar{R}|$, т. е. величине полярной координаты. Полярные координаты выражаются через начальные прямоугольные координаты:

$$|\bar{R}| = x' = \sqrt{x^2 + y^2};\ A' = \operatorname{arctg} y/x.$$

Другие операции, связанные с тригонометрическими функциями, например преобразование полярных координат в прямоугольные, можно выполнить с помощью этих уравнений путем каскадного включения двух или нескольких решающих приборов, путем установки x или y равными нулю или путем использования критериев, определяющих величину углового перемещения.

Существенным достоинством ЦПУ на основе генератора гармонических сигналов является его малая чувствительность к таким параметрам сигнала, как частота, амплитуда и содержание высших гармоник. Благодаря этим достоинствам ЦПУ такого типа нашел широкое применение и его совершенствованию уделяется большое внимание. Пути совершенствования предусматривают повышение быстродействия и точности с использованием как структурных, так и алгоритмических методов.

9.3.2. Способы повышения быстродействия

Основным недостатком интегрирующего преобразователя с гармоническим генератором является его низкое быстродействие, обусловленное принципом действия. Для ЦПУ длительностью такта интегрирования выходных напряжений СКДУ определяются степень помехоустойчивости и чувствительность преобразователя. С целью повышения быстродействия целесообразно уменьшить длительность такта осциллирования.

При преобразовании код угла получают в виде суммы кодов старших и младших разрядов. Код старших разрядов получают в результате анализа знаков выходных напряжений *СКДУ*. Это преобразование—параллельного типа с высоким быстродействием. Код младших разрядов пропорционален длитель-

ности такта осциллирования и частоте $f_т$, т. е. при заданной разрядности преобразования длительность такта осциллирования ограничена снизу рабочим максимумом частоты $f_т$ и объемом младших разрядов кода.

Длительность такта осциллирования может быть уменьшена за счет увеличения разрядности старшей группы разрядов и соответствующего уменьшения разрядности младшей группы разрядов. Разрядность старшей группы можно увеличить, если к анализу знаков напряжений с выходов *СКДУ* добавить сравнение этих напряжений по значению, т. е. перейти на поактаитное преобразование [22]. Дальнейшее продвижение по этому пути сопровождается увеличением погрешности и значительным увеличением объема оборудования.

Представляет интерес более простой способ [с. 1124358 (СССР)] уменьшения длительности такта осциллирования. При этом способе преобразования максимальный такт осциллирования, соответствующий 1/4 периода гармонических колебаний преобразователя, делят на несколько интервалов. Каждому интервалу соответствует своя круговая частота гармонических колебаний, что осуществляется ступенчатым изменением постоянных времени интеграторов. Счетчик, с помощью которого происходит заполнение интервалов времени частотой $f_т$, делят на соответствующее число частей, причем на вход каждой из этих частей может быть подана частота $f_т$, и формируют несколько опорных напряжений, соответствующих выходному напряжению одного из интеграторов на границах интервалов.

В начале такта осциллирования выходное напряжение интегратора сравнивается с опорными напряжениями и определяется интервал. Затем формируется соответствующая этому интервалу круговая частота и на соответствующую часть счетчика подается частота $f_т$. При переходе выходного напряжения интегратора через следующее опорное напряжение переключается круговая частота и импульсы $f_т$ подаются на другую часть счетчика. При этом длительность такта осциллирования складывается из длительностей интервалов.

Выигрыш в быстродействии пропорционален отношению весов младших разрядов счетчика. Например, при 12 младших разрядах и делении двоичного счетчика на две равные части выигрыш в быстродействии получается в 64 раза. Неточность опорных напряжений не приводит к увеличению погрешности, а лишь влияет на длительность интервалов.

Сущность способа поясняется на примере реализации его при трех временных интервалах взаимного интегрирования угла поворота θ в первом квадранте.

Функциональная схема преобразователя, реализующего этот способ, представлена на рис. 9.10. Он состоит из *СКДУ*, аналоговых коммутаторов *АК1* и *АК2*, интеграторов *ИР1* и *ИР2*, компараторов *К1* — *К3*, генератора *Г*, блока управления, двоичного *n*-разрядного счетчика и инвертора *Инв*.

Работа преобразователя происходит в три такта.

На первом такте блок управления подключает входы *ИР* с помощью *АК* к выходам *СКДУ* и происходит интегрирование положительных или отрицательных полупериодов его выходных напряжений, Через фиксированный интервал времени, задаваемый с помощью счетчика, блок управления отключает входы *ИР* от выходов *СКДУ* и соединяет интеграторы и инвертор в кольцо с помощью *АК*. Начинается второй такт, соответствующий взаимному интегрированию напряжений интеграторов.

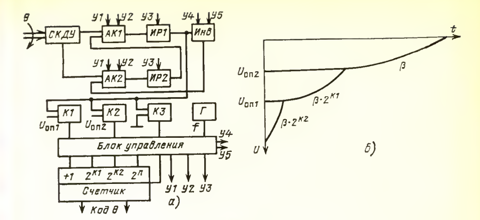


Рис. 9.10

Рассмотрим работу преобразователя при напряжении на интеграторе *ИР1* большем, чем $U_{оп1}$; как представлено на рис. 9.10,*б*, $U_{оп1}$ и $U_{оп2}$ — расчетные уровни границ интервалов. В начале второго такта напряжение на интеграторе *ИР1* сравнивается с $U_{оп1}$, $U_{оп2}$ на компараторах *К1* и *К2*.

Так как ближайшим опорным напряжением является $U_{оп1}$, то блок управления подает управляющие сигналы *У4, У5* на инвертор для установки его коэффициента передачи $K_и$, соответствующего его круговой частоте $\nu\cdot 2^{K2}$. Одновременно блок управления подает на вход 2^{K2} счетчика импульсы генератора с частотой $f_т$. Изменение круговой частоты ν может производиться, например, и за счет изменения постоянных времени *ИР*.

При переходе напряжения на *ИР1* через $U_{оп1}$ блок управления принимает сигнал с *К1* и с приходом ближайшего счетного импульса изменяет с помощью инвертора круговую частоту до значения $\nu\cdot 2^{K1}$. Одновременно блок управления переключает подачу счетных импульсов генератора с входа 2^{K2} на вход 2^{K1} счетчика. В момент смены круговой частоты напряжение на выходе интегратора *ИР1* $U_1 = U_m \sin(\nu\cdot 2^{K2} t_1 - \theta)$, где t_1 — длительность интервала времени от начала второго такта до первой смены круговой частоты. В счетчике получается код старших разрядов

$$\Phi_1 = t_1 f_т \cdot 2^{K2}.$$

При переходе напряжения на интеграторе *ИР1* через $U_{оп2}$ блок управления принимает сигнал с *К2* и с приходом ближайшего счетного импульса изменяет с помощью инвертора круговую частоту. Одновременно блок управления переключает подачу счетных импульсов с входа 2^{K1} на вход «+1» счетчика. В момент смены круговой частоты напряжение на выходе интегратора *ИР1*

$$U_1 = U_m \sin(\nu\cdot 2^{K2} t_1 + \nu\cdot 2^{K1} t_2 - \theta),$$

где t_2 — длительность интервала между двумя сменами круговой частоты. В счетчике получается код средних разрядов

$$\Phi_2 = t_2 f_т \cdot 2^{K1}.$$

Взаимное интегрирование продолжается до момента перехода через нуль выходного напряжения *ИР1*, который фиксируется в устройстве управления с помощью *К3*. При этом

$$U_1 = U_m \sin(\nu \cdot 2^{K2} t_1 + \nu \cdot 2^{K1} t_2 + \nu t_3 - \theta) = 0;$$
$$\theta = \nu(2^{K2} t_1 + 2^{K1} t_2 + t_3),$$

где t_3 — длительность интервала времени между второй сменой круговой частоты и концом второго такта. После заполнения частотой интервала t_3 в счетчике получается код младших разрядов $\Phi_3 = t_3 f_т$.

В результате преобразования получаем сумму

$$\theta = \frac{\nu}{f}(\Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3) = \frac{\nu}{f}\Phi,$$

т. е. такой же результат, что и в способе, описанном в [81]. Длительность второго такта t_{II} получается равной

$$t_{II} = \frac{1}{f_т}\left(\frac{\Phi_1}{2^{K2}} + \frac{\Phi_2}{2^{K1}} + \Phi_3\right).$$

На третьем такте происходит обнуление интеграторов.

Опорные напряжения $U_{оп1}$, $U_{оп2}$ должны быть сформированы такими, чтобы при любых их изменениях можно было избежать переполнения старших разрядов при их максимальных значениях и рассогласования между соседними группами разрядов. Увеличение опорных напряжений не приводит к появлению дополнительной погрешности преобразования (так как при переполнении разрядов младшей группы начинает изменяться и значение младших разрядов старшей группы), а только увеличивает длительность второго такта. Этот способ позволяет довольно просто повысить быстродействие преобразования без увеличения погрешности.

Оценим выигрыш в быстродействии количественно. При $n=12$, $K=2$, $K1=6$ и двоичном представлении результирующего кода получим при использовании этого способа максимальную длительность второго такта $t_{II} = f_т^{-1}(1+2^6)$. При использовании способа, описанного в [81], $t_{II} = 2^{12} f_т^{-1}$, т. е. получается уменьшение примерно в 64 раза. За счет этого длительность всего такта осциллирования получается существенно меньшей, чем в классическом способе [81]. Использование нового способа позволит расширить область применения интегрирующих ЦПУ, обладающих высокой точностью и помехоустойчивостью, в сторону устройств, требующих большего быстродействия.

9.3.3. Схемные методы повышения точности

Одним из эффективных путей повышения точности ЦПУ на основе генератора гармонических сигналов является совершенствование схемных построений его отдельных устройств, введение новых устройств и связей между ними. Пример такого подхода представлен в [а. с. 982049 (СССР)], где предложены новые выполнения дифференциатора, определителя квадрантов и формирователя уровня; введены блоки управления и установок. На рис. 9.11 представлена функциональная схема преобразователя.

Преобразователь содержит *СКДУ*; коммутаторы *КР1* и *КР2*; интеграторы *ИР1* и *ИР2*; компараторы *К1* и *К2*; инвертор *Инв*; генератор импульсов *ГИ*;

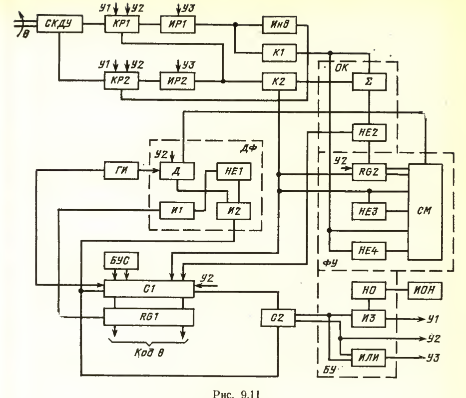


Рис. 9.11

дифференциатор *ДФ*, состоящий из *Д*-триггера, логических элементов *И1*, *И2* и *НЕ1*; определитель квадрантов *ОК*, состоящий из сумматора по модулю 2 и схемы *НЕ2*; формирователь уровня *ФУ*, состоящий из регистра *RG2*, селектора-мультиплексора *СМ* и схем *НЕ3*, *НЕ4*; блок управления *БУ*, содержащий нуль-орган *НО*, схемы *И3* и *ИЛИ*; блок установок *БУС*; счетчики *С2* и *С1*; регистр *RG1* и источник опорных напряжений *ИОН*.

Определитель квадрантов *ОК* предназначен для формирования кода квадранта, предшествующего реальному нахождению угла θ. Например, при нахождении θ во втором квадранте формулируется код первого квадранта и т. д. Регистр *RG2* предназначен для хранения кода квадранта, необходимого для выделения нужного фронта сигнала из выходных сигналов компараторов *К1* и *К2* при расположении угла θ в любом из четырех квадрантов. Счетчик *С1* имеет входы параллельной записи во все разряды, он может быть реализован, например, на микросхемах К133ИЕ7. Код, хранящийся в *БУС*, совместно со сформированным кодом квадранта представляет собой код начала квадранта нахождения угла θ, уменьшенный на величину кода компенсации задержки $\tau_з$ коммутаторов и компараторов. Он выбирается равным коду установки *БУС* $N=f_т\tau_з$.

Например, если θ соответствует 0,3° и расположен во втором квадранте, то на параллельные входы счетчика *С1* поступает код, соответствующий 89,7°.

Одновременно наличие старших разрядов в счетчике *C1*, куда записывается код квадранта, предохраняет преобразователь от сбоев, выражающихся в переполнении разрядов этого счетчика, формирующих код угла внутри квадранта.

Нуль-орган *НО* и элемент *И3* предназначены для формирования пачки импульсов *У1*, получаемых от совпадения положительных полуволн опорного напряжения *ИОН* с состоянием 1 первого выхода счетчика *C2*. Количество импульсов в пачке задается временным интервалом с помощью счетчика таким, чтобы напряжение на интеграторах в конце первого такта доходило до нужного значения при требуемой чувствительности уровня.

Работа преобразователя происходит в три такта.

В первом такте на втором выходе счетчика *C1* — 1, на первом выходе — 0. Импульсы *У1* синхронно с положительными полуволнами опорного напряжения *ИОН* поступают на управляющие входы коммутаторов. При наличии импульса *У1* напряжения с выходов *СКДУ* через коммутаторы поступают на входы интеграторов и накапливаются там. В паузах между импульсами *У1* на входы интеграторов ничего не поступает и они выполняют роль аналоговых запоминающих устройств. При поступлении сигнала на *C2* и *C1*, который находится в режиме постоянного счета, *C2* увеличивает свое состояние на единицу, на втором выходе счетчика появляется 0. С помощью коммутаторов прекращается подача напряжений с выходов *СКДУ* на интеграторы.

При установке на первом выходе счетчика *C1* 1 начинается второй такт. По фронту сигнала *У2* код квадранта, сформированный на выходах компаратора *K2* и элемента *НЕ2*, записывается в *RG2* и совместно с кодом *БУС* записывается в *C1*. Код с выходов *RG2* подготавливает *СМ* к пропусканию положительного фронта сигнала (при ближайшем переходе через нуль напряжения одного из интеграторов) на *D*-вход триггера *Д*, который отсутствием 1 на первом выходе счетчика был установлен в состояние 0. Одновременно при появлении 1 на первом выходе счетчика с помощью коммутаторов интеграторы и инвертор образуют замкнутую петлю — осциллятор. При ближайшем переходе через нуль напряжения одного из интеграторов сигнал на выходе мультиплексора принимает состояние 1 и триггер, который ранее поддерживался в состоянии 0, переходит по ближайшему фронту импульса генератора в состояние 1, тем самым разрешая запись из счетчика в регистр кода, который накапливается там в течение интервала осциллирования. Отрицательный фронт импульса генератора, пройдя через элементы *НЕ1* и *И2*, устанавливает в 0 счетчики и тем самым устанавливает в 0 триггер *Д* (по *R*-входу).

Начинается третий такт. На третьем такте на выходе элемента *ИЛИ* появляется 1 и интеграторы начинают обнуляться. Третий такт продолжается до тех пор, пока сигнал с выхода счетчика не увеличит на единицу состояние второго счетчика, т. е. начнется снова первый такт.

В результате происходит увеличение точности преобразователя за счет компенсации погрешности, вызванной задержкой аналоговых коммутаторов и компараторов, и устранения возможности сбоя при переполнении счетчика при углах, близких к 90, 180, 270, 360°, вследствие изменения постоянных времени интеграторов.

Схемные методы повышения показателей ЦПУ могут предусматривать введение коррекции результатов преобразования от изменения параметров интеграторов. Их применение позволяет автоматизировать и взаимную балансировку интеграторов [а. с. 972541 (СССР)].

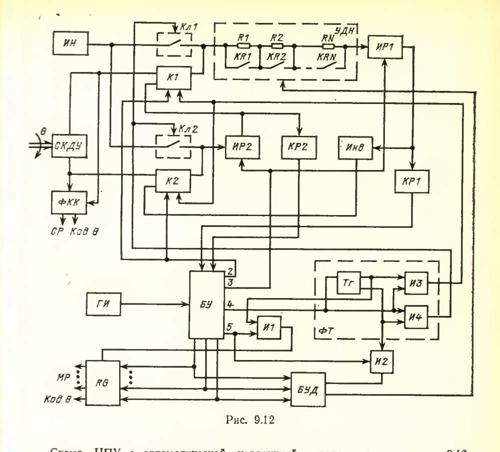


Рис. 9.12

Схема ЦПУ с автоматической коррекцией представлена на рис. 9.12. Преобразователь состоит из *СКДУ*, формирователя кода квадранта *ФКК*, компараторов *КР1* и *КР2*, управляемого делителя напряжения *УДН*, интеграторов *ИР1* и *ИР2*, коммутаторов *К1*, *К2*, *KR1*, *KR2*, ..., *KRN*, блока управления *БУ*, генератора импульсов *ГИ*, регистра *RG*, блока управления делителем *БУД*, формирователя тактов *ФТ*, ключей *Кл1* и *Кл2*, источника напряжения *ИН*, логических схем *И1*, *И2* и инвертора *Инв*.

Для автоматического поддержания равенства (9.21), при котором Φ эквивалентно θ, в преобразователе на входе одного из интеграторов установлен *УДН* [59] и введен дополнительный режим — коррекция. В этом режиме на входы отсчетной части подается одно напряжение, что позволяет имитировать задание 0°, 45° или 225°. Полученный после преобразования код корректируют согласно выражению (9.20) и сравнивают с расчетным кодом 45° или 225°. По полученному отклонению корректируют код, хранящийся в *УДН* до установления равенства (9.21).

Преобразователь работает следующим образом.

Датчик формирует сигналы, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота его вала. По сигналу с четвертого выхода *БУ* триггер устанавливается в 0, на выходе элемента *И4* формируется единичный уровень, по кото-

рому замыкаются *Кл1* и *Кл2*. Напряжение *ИН* через *Кл1* и *УДН* поступает на вход *ИР1*, а через *Кл2* — на вход *ИР2*. По прошествии некоторого времени интегрирования появляется сигнал на втором выходе *БУ*, а с четвертого выхода снимается. При этом выход *ИР2* через *К1* подключается к входу делителя, а выход инвертора через *К2* подключается к входу *ИР2*. Начинается процесс взаимного интегрирования напряжений *ИР1* и *ИР2* до тех пор, пока выходное напряжение одного из интеграторов не станет нулевым, что фиксируется *КР1* или *КР2*.

Временной интервал взаимного интегрирования измеряется путем заполнения его импульсами генератора и подсчета в *БУ*. Сигнал окончания интегрирования с пятого выхода *БУ* через открытый элемент *И2* проходит в *БУД* и переписывает в этот блок полученный код временного интервала с первых выходов *БУ*. В зависимости от полученного кода коэффициент передачи делителя устанавливается таким, чтобы постоянные интегрирования *ИР1* и *ИР2* с учетом коэффициента передачи инвертора были равны. После сигнала с пятого выхода *БУ* формируется сигнал с третьего выхода этого блока, по которому *ИР1* и *ИР2* устанавливаются в 0.

Далее вновь появляется сигнал на четвертом выходе *БУ*, по которому *Тг* устанавливается в 1, на выходе элемента *И3* формируется единичный уровень, а выходы датчика подключаются соответственно к *УДН* и *ИР2*. Начинается интегрирование выходных напряжений датчика *ИР1* и *ИР2*. По прошествии времени интегрирования появляется сигнал на втором выходе *БУ*, по которому входы *УДН* и *ИР2* отключаются от выходов датчика и подключаются соответственно к выходу инвертора. Начинается вторично процесс взаимного интегрирования до момента срабатывания *КР1* или *КР2*. Код временного интервала взаимного интегрирования переписывается выходным сигналом элемента *И1* в *RG1*. После этого сигнал с третьего выхода *БУ* устанавливает *ИР1* и *ИР2* в 0. Цикл преобразования заканчивается. Код угла поворота находится в *RG1*.

Таким образом, в начале каждого цикла преобразования производится автоматическое уравнивание постоянных интегрирования, что повышает точность *ЦПУ* при изменении параметров *ИР* и инвертора. Выполняя по программе через промежутки времени, определяемые ожидаемой динамикой изменения постоянных времени *ИР*, цикл коррекции, получаем *ЦПУ*, выходной код которого не зависит от изменения постоянных интеграторов и который не требует трудоемкой операции настройки.

9.3.4. Снижение аддитивной составляющей погрешности преобразования

Представляет интерес построение ЦПУ [а. с. 496580 (СССР)], предусматривающее повышение точности за счет снижения аддитивной составляющей погрешности, вызванной неидеальностью параметров операционных усилителей, резисторов, конденсаторов, ключей, а также их временной и температурной нестабильностью.

На рис. 9.13 представлена схема ЦПУ с коррекцией.

Преобразователь содержит *СКВТ*, делитель напряжения (состоящий из резисторов *R1* и *R2*), интеграторы *ИР1* и *ИР2*, инвертор *Инв*, компаратор *К*, генератор импульсов *ГИ*, схемы совпадения *И1* и *И2*, счетчик *С*, регистр старших разрядов *РСР*, блок управления *БУ*, формирователь импульсов *ФИ* и ключи *Кл1* — *Кл8*.

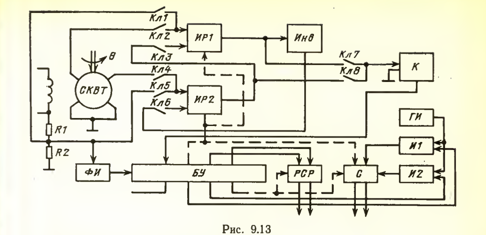


Рис. 9.13

Устройство работает следующим образом.

С приходом сигнала *Начало* первый импульс с выхода *ФИ*, совпадающий во времени с началом положительной полуволны питающего напряжения $U_п$, запускает *БУ*, который вырабатывает последовательность управляющих сигналов, необходимых для работы преобразователя. Цикл коррекции осуществляется в течение первого периода напряжения $U_п$, определяя рабочий цикл преобразования.

Цикл коррекции начинается в момент времени t_0, когда *БУ* вырабатывает первый сигнал длительностью T_0, по которому размыкаются все ключи *Кл*. Замыкаются ключи в цепи обратной связи интеграторов для разряда интегрирующих емкостей, далее закрываются ключи *Кл*, а по одному из входов *С* производится предварительная установка его триггеров в состояние 100...00, что равносильно записи в счетчик кода Ф $(\theta=\pi/4)$.

В момент времени t_1, сдвинутый относительно t_0 на величину T_0, достаточную для окончания всех переходных процессов в преобразователе, блок управления вырабатывает сигнал T_1, по которому размыкаются ключи в цепи обратной связи интеграторов, замыкаются *Кл1* и *Кл5*. При этом с выхода делителя напряжения на входы интеграторов соответственно поступает напряжение

$$U_д=K_д U_m \sin 2\pi f_п t,$$

где U_m и $f_п$ — амплитуда и частота напряжения $U_п$; $K_д=R_2/R_1+R_2$ — коэффициент передачи делителя напряжения; R_1, R_2 — сопротивления резисторов.

Амплитуда напряжения $U_д$ выбирается такой, чтобы она приблизительно равнялась амплитуде напряжений U_s и U_c с выходов СКВТ при $\theta=\pi/4$. К точности и стабильности номиналов *R1* и *R2* не предъявляются высокие требования, так как преобразователь обладает способностью подавлять синфазные изменения сигналов на его входах.

В течение интервала $T_1=T_п/2-T_0$, где $T_п=f_п^{-1}$ — период напряжения $U_п$, производится интегрирование напряжения $U_д$.

В момент времени $t_2=T_0+T_1$ начинается этап генерации. По сигналу T_2 размыкаются *Кл1* и *Кл5*, замыкаются *Кл3* и *Кл6*, открывается *И2* и импульсы

с *ГИ* поступают иа вход *С*. Длительность этапа генерации $T_2 \leqslant T_п/4$ определяется моментом перехода через нулевой уровень напряжеиия с выхода *ИР1*, когда срабатывается компаратор.

С окончанием сигнала T_2 размыкаются *Кл3* и *Кл6*, закрывается *И2* и заканчивается цикл коррекции. При этом в *С* фиксируется кодовый эквивалент $\Delta\Phi$ знакопеременной погрешности преобразователя

$$\Delta\Phi = \Phi_{ид}(\pi/4) - \Phi_р(\pi/4),$$

где $\Phi_{ид}(\pi/4) = 100\ldots00$ — идеальное значение кода угла $\theta = \pi/4$; $\Phi_р(\pi/4)$ — реальное зиачение кода угла $\theta = \pi/4$.

После цикла коррекции преобразователь переходит к рабочему циклу преобразования угла θ, где $0 \leqslant \theta \leqslant 2\pi$.

В момент времеии $t_3 = t_2 + T_2$ начинается этап подготовки длительностью T_3. На этом этапе размыкаются *Кл3*, *Кл6* и замыкаются ключи в цепях обратиой связи интеграторов для разряда интегрирующих емкостей.

В момент времени $t_4 = t_0 + T_п$ иачинается этап интегрироваиия. При этом размыкаются ключи в цепях обратной связи интеграторов и замыкаются *Кл2* и *Кл4* и в течеиие интервала времени $T_4 \leqslant T_п/2$ происходит интегрирование напряжений U_c и U_s. На этом же этапе происходит формирование двух старших разрядов a_n и a_{n-1} в регистре. До этого в момеит времеии $t_5 = t_4 + \Delta T_4$ ко входу компаратора поочередно подключаются напряжения с интеграторов с помощью *Кл7* и *Кл8*. Длительиость интервала ΔT_4 выбирается такой, чтобы закончить формирование старших разрядов до момента начала генерации t_6 и чтобы напряжения с интеграторов успели достичь больших значений.

В момент времени $t_6 = t_4 + T_4$ начинается этап генерации — размыкаются *Кл2*, *Кл4*, замыкаются *Кл3* и *Кл6*, открываются *И1* и в зависимости от значений двух старших разрядов замыкаются *Кл7*, *Кл8*. Для иечетных квадрантов замыкается *Кл7*, для четных *Кл8*; длительность этапа $T_6 \leqslant T_п/2$. Этап заканчивается в момент перехода через нулевой уровень одного из напряжений с выходов *ИР2*, о чем свидетельствует сигнал с выхода компаратора, приняв который, *БУ* закрывает *И1* и посылает сигиал выдачи кода на входы *РСР* и *С*. Код в *С* соответствует соотиошеиию $\Phi_{ид}(\theta) = \Phi_р + \Delta\Phi$, т. е. результат преобразования скорректирован с учетом аддитивной погрешности преобразователя. В самом деле, если $\Delta\Phi > 0$, то код $\Delta\Phi$, иаходящийся в реверсивном счетчике после цикла коррекции, будет в рабочем цикле просуммирован с числом импульсов, соответствующих $\Phi_р(\theta)$. Если же $\Delta\Phi < 0$, то первые импульсы, поступающие иа вход *С*, будут увеличивать его содержимое (значение $\Delta\Phi$ записано в дополнительном коде) до тех пор, пока не сбросят *С* в нуль, после чего начнется его вторичное заполнение. Это равносильно вычитанию кода коррекции $\Delta\Phi$ из $\Phi_р(\theta)$. В реверсивном счетчике в конце рабочего цикла получается код, равный дополнению угла θ до $\pi/2$.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ЦПП С ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ ГЕНЕРАТОРАМИ

10.1. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

В рассматриваемых преобразователях угла в цифровой код реализуется метод обратиой связи, при котором сигнал с цифрового выхода подается иа функ-

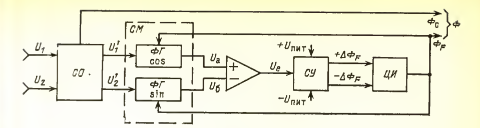


Рис. 10.1

циональные генераторы (ФГ). Вырабатываемые генераторами сигналы используются для изменения цифрового сигнала таким образом, чтобы его значение стало точно соответствовать положению вала *СКВТ*. Равновесное состояние достигается всякий раз, когда выходной сигнал соответствует положению вала.

Функциональная схема ЦПП с *ФГ* представлена на рис. 10.1 [81].

Селектор октанта *СО* на своем цифровом выходе формирует код октанта Φ_C (три старших разряда цифрового эквивалента Φ угла θ) из входных напряжений U_1 и U_2. На аналоговом выходе *СО* формируются напряжения U'_1 и U'_2, пропорциональные синусу и косинусу угла β, представляющему приведенный в первый октант угол θ.

Преобразование приведенных напряжений U'_1 и U'_2 в цифровой эквивалент Φ_F угла β производится двумя *ФГ*, которые образуют синхромост *СМ*. Функциональные генераторы осуществляют преобразование кода Φ_F в аналоговые сигналы $\sin\Phi_F$ и $\cos\Phi_F$ и их перемножение с напряжениями U'_1 и U'_2. На выходах *СМ* формируются сигналы $U_а=K\sin\beta\cos\Phi_F$ и $U_б=K\cos\beta\sin\Phi_F$, которые подаются затем на дифференциальный усилитель, формирующий сигнал рассогласования

$$U_e=U_а-U_б=\sin\beta\cos\Phi_F-\cos\beta\sin\Phi_F=\sin(\beta-\Phi_F).$$

Таким образом, если $\Phi_F>\beta$, то U_e отрицательно, а если $\Phi_F<\beta$, то U_e положительно. Величина U_e определяет, насколько должен быть увеличен или уменьшен код Φ_F, и характеризует угловое положение в пределах первого октанта.

Сигнал рассогласования используется для управления путем изменения кода на выходе. Величина Φ_F при этом изменяется так, что разность $\beta-\Phi_F$ уменьшается до нуля. При этом цифровое значение выходного сигнала $\Phi=\Phi_c+\Phi_F$ соответствует угловому положению θ.

Эти устройства сложнее, чем описанные ранее фазовые преобразователи. Однако, если они выполняются на интегральных схемах, разница в размерах и стоимости уменьшается. Кроме того, суммарная точность здесь выше — достижим порог чувствительности $\pm 2''$ [3].

К преимуществам рассмотренной схемы относятся также следующие: 1) схема практически не чувствительна к частоте опорных сигналов и устойчива к значительным возмущениям; 2) изменения Φ происходят в системе непрерывно в реальном масштабе времени. Быстродействие ограничено только скоростью формирования цифрового выходного сигнала; 3) система построена по принципу измерителя отношений — ее работа определяется отношением двух сигналов с вы-

хода *СКВТ* [см. (9.3) и (9.4)]:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{\sin \omega t \sin \theta}{\sin \omega t \cos \theta} = \operatorname{tg} \theta.$$

Благодаря этому проще реализовать меньшую чувствительность к гармоникам в U_1 и U_2 и, кроме того, к паразитным квадратурным составляющим.

Преобразователи измеряют это отношение, вычисляют arctg θ и представляют результат в цифровом виде.

С точки зрения теории автоматического управления этот класс ЦПП представляет замкнутые аналого-цифровые системы автоматического регулирования. Они отличаются типом используемого ФГ, способами формирования сигнала рассогласования и образования выходного кода.

По способу получения цифрового эквивалента угла эти ЦПП делятся на циклические и следящие. Циклические стробируют входные сигналы и обеспечивают циклическое их преобразование, а следящие следят за входными сигналами и непрерывно преобразуют их.

10.2. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЦПП НА ОСНОВЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

У следящего преобразователя (СП), схема которого приведена на рис. 10.2, на входе имеется два делителя напряжения: $ДН_s$ — для U_1 и $ДН_c$ — для U_2. Они могут быть либо резистивными, либо индуктивными, и у каждого есть по нескольку отводов. Снимаемые с делителей напряжения равны K_1U_1 и K_2U_2, где K_1 и K_2 — числа между 0 и 1, зависящие от того, какие отводы делителя используются [57].

Дифференциальный усилитель *ДУ* вычитает K_2U_2 из K_1U_1 и выдает напряжение рассогласования, которое равно нулю при $K_1U_1 = K_2U_2$. В этом случае угловое положение вала $\theta = \operatorname{arctg}(K_2/K_1)$. Для следящего преобразователя определить θ сравнительно несложно. Для этого выходные отводы выбираются так, чтобы свести напряжение рассогласования к нулю.

С выхода суммирующего усилителя сигнал поступает на фазочувствительный детектор *ФЧД*, который не только преобразует напряжение рассогласования из промодулированного синусоидального в сигнал постоянного тока, но и задерживает гармоники и квадратурные компоненты. Выходной сигнал детектора поступает через фильтр *Ф* на преобразователь напряжение — частота *ПНЧ*, выдающий последовательность импульсов, частота повторения которых зависит от на-

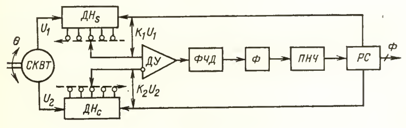


Рис. 10.2

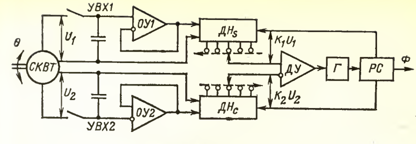


Рис. 10.3

пряжения рассогласования. Импульсы поступают на один из входов реверсивного счетчика *РС*, который осуществляет коммутацию отводов делителей.

Структура циклического преобразователя (ЦП), представленная на рис. 10.3, почти идентична описанной выше схеме следящего варианта. С усилителя *ДУ* напряжение, соответствующее ошибке, поступает в счетчик, управляющий коммутирующей цепью. Различие заключается в том, что до делителей каждое из напряжений U_1 и U_2 проходит через пиковый детектор сигналов несущей частоты с двумя *УВХ1* и *УВХ2* (схемы выборка — память) для каждого из коммутируемых каналов. Схема выборка — память состоит из переключателя, последовательно соединенного с входной клеммой, за которым следует конденсатор, включенный параллельно с усилителем. Управляющая цепь открывает и закрывает оба переключателя каждый раз во время максимумов $U_0 \sin \omega t$ [83].

Информация, необходимая для определения положения ротора СКВТ или комплекса сельсин — трансформатор Скотта, содержится в амплитудах синусоидального и косинусоидального сигналов. Практически составляющие несущей частоты этих сигналов синфазны, если пренебречь разницей сдвига каждой из них в цепи ротор — статор. Поэтому достаточно измерять одновременно лишь максимумы несущей частоты с помощью пикового детектора [82].

Выходами пиковых детекторов являются сигналы постоянного тока $U_0 \sin \theta$ и $U_0 \cos \theta$, чьи амплитуды поступают на делители, на выходе которых образуются $K_1U_0 \sin \theta$ и $K_2U_0 \cos \theta$. Суммирующий усилитель вычитает один сигнал из другого, выдавая напряжение рассогласования постоянного тока, которое поступает прямо в тактовый генератор. Никаких выпрямителей в фильтре не требуется.

Дальнейшее преобразование рассогласования производится по методу последовательных приближений в отсчетной части ЦПУ, схема которой представлена на рис. 10.4 [3].

Очевидно ее сходство со схемой СП (см. рис. 10.2). Схемы выбора квадранта и ФГ аналогичны. Основные различия заключаются в упрощении схемы выявителя сигналов рассогласования. Он необходим для подстройки цифрового выходного сигнала до значения, соответствующего отсчету угла на выходе СКВТ. Установка выходного регистра последовательного приближения в состояние, соответствующее входному сигналу, производится с помощью логического адресного устройства последовательного выбора, входящего в процессор сигналов рассогласования. В процессе приближения выходного кода регистра к входному сигналу производится последовательное определение цифр разрядов регистра, начиная со старшего разряда. Разряды регистра устанавливаются в состояние 1,

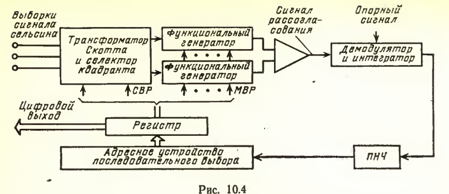


Рис. 10.4

если сигнал рассогласования sin (θ—Φ) оказывается положительным (θ>Φ), и в состояние 0, если θ<Φ.

Различие между двумя типами преобразователей заключается в способе, которым каждый из них формирует напряжение рассогласования постоянного тока, необходимое для управления коммутирующей цепью. Следящий преобразователь формирует напряжение рассогласования переменного тока и затем выпрямляет его; ЦП, прежде чем послать входной сигнал на суммирующий усилитель, превращает его в сигнал постоянного тока.

При сравнении СП и ЦП следует обратить внимание на три фактора: каков предел динамической точности каждого типа, насколько хорошо каждый из них справляется с искажениями и насколько хорошо каждый из этих преобразователей работает в многоканальной системе.

Динамическая точность — мера того, насколько быстро преобразователь может отслеживать угловую скорость.

В СП она определяется константой скорости K_v, которая характеризует, насколько выход преобразователя должен запаздывать относительно его входа для того, чтобы генерируемое напряжение рассогласования было достаточно большим и могло восприниматься суммирующим усилителем; $K_v = \dot{\theta}/\alpha$, где α — угол запаздывания и $\dot{\theta}$ — угловая скорость вала. Так, например, если K_v равно 200 $с^{-1}$ и $\dot{\theta}=100°/с$ (16,6 об/мин), угол запаздывания равен 0,5°. Другими словами, погрешность на выходе СП составляет не более 0,5°, что соответствует девятому разряду.

У известных [57] СП K_v достигает 200 000 $с^{-1}$, и можно построить такие преобразователи, у которых K_v в 3—4 раза выше. Так, для случая, когда угловая скорость вала равна 100°/с, у преобразователя с K_v=200 000 $с^{-1}$ будет погрешность 19-го разряда, или 0,0005°. Для скорости 20 000°/с, или 3333 об/мин, погрешность не превышает 11-го разряда, или 0,2°. Следовательно, для угловой скорости 100 °/с точность СП зависит исключительно от точности ФЦАП и переходных характеристик следящей схемы. Точность в данном случае определяется, главным образом, схемным построением.

У ЦП, напротив, точность ограничена частотой опорного напряжения. Обратимся вновь к случаям, когда скорость вала $\dot{\theta}$ равна 100 и 20 000 °/с. Частота сигнала, поступающего в первичную обмотку, обычно равна 400 Гц; следователь-

но, период квантования циклического преобразователя равен 1,25 мс. Вал, вращающийся с частотой 100 °/с, поворачивается между выборками на 0,125°. Следовательно, ЦП обеспечивает точность только в пределах 11 разрядов против 19 разрядов для СП. Если $\dot{\theta}$ составляет 20 000 °/с, ЦП обеспечивает точность только в пределах 4 разрядов, или 25°, против 11 разрядов для СП.

Очевидно, ЦП нельзя использовать для устройств с большими угловыми скоростями. Но при измерении ступенчатого изменения θ предпочтительнее СП, так как в них не тратится время на выпрямление и фильтрацию. В худшем случае, при повороте на 180°, СП на отработку операции требуется до 100 мс [39]. В противоположность ему ЦП тратит на отработку до 0,2 мс независимо от величины ступенчатого изменения θ. В худшем случае ЦП для выполнения операции (при 400 Гц в первичной обмотке) требуется до 1,25 мс. Эффективным средством повышения быстродействия ЦП является запитка первичного датчика синусоидальным или трапецеидальным напряжением повышенной частоты в диапазоне от 1000 до 20 000 Гц. В этом случае быстродействие определяется скоростью работы АЦП.

Однако ЦП не обладают такой устойчивостью к помехам, как СП. При формировании сигнала постоянного тока для ПНЧ фазочувствительный детектор СП выделяет ту часть входного сигнала, которая находится в фазе с опорным сигналом. В результате этого гармоники, шумы и несинфазные компоненты подавляются.

Намного хуже обстоит дело с ЦП, так как их точность зависит от способности выбирать только максимумы первичного сигнала. Гармоники, шумы и квадратурные компоненты могут маскировать максимумы сигнала. Часто эти особенности не учитывают, полагая, что сигналы сельсина и СКВТ, которые придется обрабатывать преобразователям, не будут содержать помех, искажений и т. п. Но в промышленности и вообще на большинстве реальных объектов преобразователь обычно подвергается действию ложных сигналов и гармоник от источников питания и от самого СКВТ [57].

Чтобы понять, насколько серьезной может быть эта проблема, рассмотрим случай, когда гармоники, содержащиеся в выходном сигнале *СКВТ*, составляют только 0,3%. В пиковых детекторах напряжения выборки тогда будут $U_1 = U_0 \sin[\theta(1 \pm 0{,}003)]$; $U_2 = U_0 \cos[\theta(1+0{,}003)]$. Следовательно, максимальное отклонение отношения U_1/U_2 будет приблизительно $\operatorname{tg}[\theta(1+0{,}006)]$. Если, например, угол θ равен 45°, он может быть измерен с точностью не более 0,17°, или 11 разрядов, что вполне приемлемо. Однако содержание гармоник в этом примере было всего 0,3%. В реальных системах допустимый уровень гармоник на входе преобразователей обоих типов может достигать 5%.

В ЦП можно, поставив согласованные входные фильтры, исключить гармоники из U_1 и U_2 до того, как они достигнут цепей квантизации. Использование фильтров, однако, решает одну задачу, но ставит другую. В типичном фильтре сдвиг фазы составляет от 80 до 90°. Этот сдвиг не регламентируется при изготовлении и не является стабильным ни во времени, ни по температуре. Следовательно, хотя фильтры могут избавить от гармоник и шумов, они сдвигают U_1 и U_2 по фазе на неравные значения. Возникает задача обеспечить условие, чтобы выборки брались в соответствующие моменты времени по отношению друг к другу. Ключ к точности ЦП — взятие выборок только в пиках несущей частоты 400 Гц [83]. Если U_1 и U_2 сдвинуты, нельзя гарантировать, что всегда

максимумы обоих сигналов будут совпадать с максимумами несущей частоты.

Хотя у ЦП период стробнрования составляет десятые доли миллисекунды, они не пригодны для произвольных случайных процессов, потому что их быстродействие ограничено величиной 800 выборок в секунду. Так как эти системы обычно не синхронизируются опорной частотой 400 Гц, время, которое следует выделять для обращения к ЦП при питании 400 Гц (время выборки), должно быть не менее 1,25 мс. У СП допустимое время выборки составляет доли микросекунды, так как они отслеживают свой аналоговый входной сигнал непрерывно.

В том случае, когда необходимо получить точность одноотсчетного ЦПУ выше 10 разрядов (0,35°), а частота вращения вала превышает 45 об/мин (270°/с) или входные сигналы искажаются помехами или гармониками, то в соответствии с рекомендациями, изложенными в [57], следует применить СП. Стоимость ЦП и СП одинаковой точности сопоставима. Анализ состояния вопроса за рубежом [39] показал, что предпочтение отдается СП.

Это не означает, что следует развивать и совершенствовать только этот тип преобразователя. В ряде применений целесообразно использовать преобразователи циклического типа (интегрирующие или поразрядного уравновешивания). Применение последних оказывается рациональным в многоканальных системах. Они достаточно просто сопрягаются с шинами микроЭВМ. Поэтому представляет интерес более подробное рассмотрение особенностей их построения с точки зрения совершенствования. Немаловажным фактором является и то обстоятельство, что в отечественной технике за два десятилетия предложено большое количество оригинальных построений устройств этого класса.

10.3. УСТРОЙСТВА ВЫБОРКИ И ХРАНЕНИЯ

Как уже указывалось, одним из основных устройств циклических преобразователей угол — амплитуда — код с СКВТ является устройство, обеспечивающее выборку и хранение амплитудных значений выходных сигналов датчика. Одним из главных требований, предъявляемых к такому устройству в ЦПП, является выделение требуемых сигналов из напряжений с большим содержанием шумов и изменяющихся по амплитуде и частоте. Достаточно полно этим требованиям отвечает устройство (рис. 10.5,*а*), представляющее модификацию известной схемы (рис. 10.5,*б*) пикового детектора [82].

В соответствии с диаграммами (рис. 10.6,*а*) работу устройства можно разделить на два периода:

1. Заряд конденсатора C, когда $E_{in}>E_c$. Этому периоду соответствует эквивалентная схема рис. 10.6,*б*, а динамика описывается уравнением

$$E_c(t)_c = E_т + (E_{cmin} - E_т)e^{(-t/T_c)}, \text{ где } E_т = E_0(R_d/R_c + R_d) \text{ и } T_c = [R_cR_d/(R_c+R_d)]C.$$

2. Разряд конденсатора C, когда $E_{in}<E_c$. Этому периоду соответствует эквивалентная схема рис. 10.6,*в*, а динамика описывается уравнением

$$E_c(t)_d = E_{cmax}e^{-(t/T_d)}, \text{ где } T_d = R_dC.$$

Пользуясь диаграммами на рис. 10.7, можно показать относительную инвариантность устройства к амплитудным колебаниям $U_р$. Отметим, что $t_c \ll T_c$ и $t_d \ll T_d$, а углы α и γ практически постоянны. Поэтому для неизменной частоты

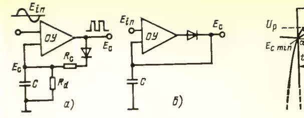


Рис. 10.5

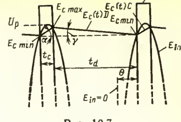


Рис. 10.7

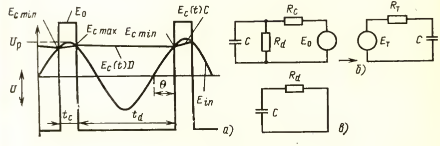


Рис. 10.6

треугольник $E_{c\,min}$—$E_{c\,max}$—$E_{c\,min}$ будет оставаться практически неизменным при значительных изменениях амплитуды $U_р$. Устройство способно отследить значительные медленные изменения входной амплитуды. Это свойство нарушается, если $U_р$ быстро снижается до $U_р = E_{c\,max}$.

В [82] показано, что работа устройства обеспечивается, если $U_р$ превышает минимальное значение

$$U_{р\,min} = E_т [1 - e^{-(t_c/T_c)}]/[1 - e^{-(t_d/T_d)}\, e^{-(t_c/T_c)}].$$

Верхний предел амплитуды $U_р$ определяется характеристиками ОУ — пределом дифференциального входного напряжения и максимальным отклонением выходного напряжения.

Рассматриваемое построение обеспечивает инвариантность выходных сигналов и к относительно большим колебаниям частоты входного сигнала до тех пор, пока $U_р$ больше $U_{р\,min}$, а T_c по крайней мере в 4 раза превышает период входного сигнала. Это означает, что θ (рис. 10.7) остается практически постоянной. Верхний предел частоты главным образом определяется максимальной скоростью нарастания выходного напряжения ОУ.

Следует отметить, что максимальная частота синусоидального сигнала f_m, которую можно квантовать с точностью до N-го разряда с помощью АЦП при времени преобразования $T_п$, определяется [88] как

$$f_m = 1/[2(N+1)]\pi T_п.$$

Отсюда следует, что максимальная частота, которую можно преобразовать в цифровой 8-разрядный эквивалент при времени преобразования АЦП 10 мкс, составляет 621 Гц. Для дискретизации частоты 4000 Гц потребуется АЦП с временем преобразования 155 нс. Задача еще более усложняется при более высокой разрешающей способности.

Одним из эффективных путей решения задачи преобразования гармонических сигналов в код является совместное использование АЦП с устройством выборки и хранения УВХ, которое обеспечивает выборку мгновенного значения входного сигнала и хранение его заданное время с требуемой точностью.

Особенности работы различных видов УВХ, их сравнительная оценка подробно рассмотрены в [38, 60].

Обычно УВХ используются в АЦП для уменьшения динамической погрешности и расширения спектра преобразуемого входного сигнала. В УВХ осуществляется переход от непрерывной функции $U(t)$ к непрерывной последовательности $U(t_n)$, где $n=1, 2, \ldots$ Переход обеспечивается работой схемы в двух основных режимах (выборки и хранения) и в двух промежуточных режимах (переход от выборки к хранению и от хранения к выборке).

К параметрам УВХ в режиме выборки относятся: *время выборки* $t_в$ — минимальная длительность управляющего сигнала в режиме выборки, при котором погрешность, вызванная переходным процессом в цепи запоминающего конденсатора, не превышает заданной нормы при поочередной выборке минимального и максимального значений выходного сигнала. Другими словами, это время, в течение которого образуются выборочные значения входного сигнала с заданной точностью. Параметр характеризует погрешность выборки, которая проявляется как погрешность коэффициента передачи; *погрешность коэффициента передачи* $\Delta K_п$ — отклонение реального коэффициента передачи от заданного. Различают $\Delta K_п$ при работе УВХ с неизменным входным сигналом и сигналом синусоидальной формы различной частоты. В первом случае $\Delta K_п$ входит в состав статической погрешности УВХ, во втором — в состав динамической погрешности, которая характеризует недозаряд элемента памяти и определяется частотными свойствами схемы в данном режиме; *напряжение смещения нуля* $U°_{см}$ — выходное напряжение при выборке (стробировании) нулевого входного сигнала. Его значение может суммироваться со значением напряжения смещения нуля преобразователя; *время установления выходного напряжения* $t_{уст}$ — максимальное время, необходимое для установления выходного напряжения с заданной точностью при воздействии на вход перепада напряжения.

К параметрам и характеристикам УВХ в режиме хранения относятся *время хранения* $t_{хр}$ — время, в течение которого выбранное значение входного напряжения хранится с заданной точностью, определяемой скоростью спада выходного напряжения и *скорость спада выходного напряжения* $v_{u_{вых}}$ — максимальная скорость разряда накопительного конденсатора (запоминающего элемента). Спад выходного напряжения обусловлен токами утечки составляющих элементов УВХ. Погрешность за счет спада выходного напряжения входит в обобщенную статическую погрешность УВХ. Прямое прохождение обусловлено наличием проходной емкости ключа. Оно определяется как отношение амплитуды сигнала прохождения к выборочному значению входного сигнала и выражается в процентах.

Наибольшая погрешность, которая вносится УВХ, возникает при переходе схемы из режима выборки в режим хранения и наоборот. *Апертурное время* $t_а$ — максимальное время от момента подачи команды на хранение до момента начала перехода схемы в данный режим — характеризует динамическую погрешность УВХ, обусловленную конечным временем переключения ключа при переходе схемы от выборки к хранению. Такой подход остается справедливым, пока переход схемы в режим хранения осуществляется в интервале времени, которому

соответствуют точки, находящиеся иа линейном участке передаточной характеристики. В общем случае апертуриое время скорее характеризует разрешающую способность УВХ в режиме малого сигнала иа определенной частоте и соответствует ширине импульсной переходной характеристики схемы при задаином уровне усреднения или устаиовления входного сигнала.

Следует отметить, что среди разработчиков измерительной аппаратуры до сих пор иет единого подхода к определению $t_а$, которое объективно зависит от типа УВХ, режима ее работы, вида аппаратуры, в которой применяется схема. «*Апертурная дрожь*» $\Delta t_а$ — случайная составляющая апертурного времени, вызванная шумовыми флуктуациями или другими факторами. «Апертурная дрожь» обычно на один-два порядка меньше $t_а$. При последовательном включении УВХ и АЦП $t_а$ и $\Delta t_а$ суммируются со временем преобразования АЦП [38].

Как правило, в УВХ входят: ОУ, выполняющие роль буферов между входом и запоминающим элементом; ключи, обеспечивающие переход схемы из режима выборки в режим хранения и наоборот: схемы управления ключами; запоминающие элементы (конденсаторы); схемы коррекции.

Максимальная частота, которую можно дискретизировать с помощью комплекса УВХ — АЦП,

$$f_m = \frac{1}{2\,[(t_в + t_а) + T_п]}.$$

Разработке УВХ уделяется большое внимание за рубежом [39, 81—83]. Отечественной промышленностью создана ИС УВХ типа КР1100СК2, типовая схема включения которой показана на рис. 10.8,*а*, а на рис. 10.8,*б* — зависимость времени выборки t от емкости $C_{хр}$. Использование этого УВХ иллюстрируется в § 12.1 на примере построения ЦПП с поразрядным уравновешиванием [54].

В том случае, когда ЦПП осуществляет преобразование медленных входных воздействий, вместо УВХ может использоваться демодулятор.

Для СКВТ, допускающих питание импульсным напряжением, отсчетная часть ЦПП упрощается за счет исключения УВХ. Построение такого ЦПП рассмотрено в § 18.4.

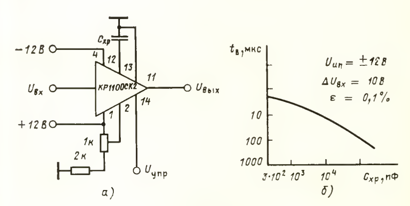


Рис. 10.8

10.4. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Одним из основных устройств для рассматриваемого класса ЦПП является функциональный генератор (ФГ). Применяется несколько разновидностей ФГ, в которых преобразование кода угла Φ реализовано с использованием управляемых кодом трансформаторов, трансформаторно-резистивных и резистивных делителей [22, 81]. Воспроизведение требуемых функциональных зависимостей производится с помощью нелинейных, кусочно-линейных и кусочно-гладких обратных связей умножающего ЦАП. Большие перспективы в интегральных ЦПП имеет применение ПЗУ.

Индуктивные ФГ на прецизионных тороидальных трансформаторах обеспечивают в сочетании с низкоомными в замкнутом состоянии коммутирующими ключами чрезвычайно высокую точность преобразования. Погрешности отдельных образцов не превышает 0,005 %, они имеют высокую стабильность во времени и при температурных изменениях. Комплекс из двух ФГ, включенных соответствующим образом, представляет синхромост, являющийся дискретным аналогом СКВТ, имеющим высокие информационные емкость и способность. Поэтому синхромосты обычно используются для калибровки и контроля ЦПП и электромеханических следящих систем с СКВТ.

Особенности применения трансформаторных и трансформаторно-резистивных ФГ достаточно полно рассмотрены в [3, 22]. Основными недостатками таких ФГ являются переходные процессы, вызванные коммутацией индуктивных цепей, и трудности, связанные с миниатюризацией трансформаторов. С этой точки зрения более целесообразным является применение в миниатюрных ЦПП резистивных схем с различными законами аппроксимации требуемых функциональных зависимостей.

Увеличение числа участков для повышения точности не приносит существенного эффекта, перегружая в то же время устройство дополнительной аппаратурой. В связи с этим дальнейшее повышение точности ФГ может базироваться на применении новых зависимостей, дающих лучшие качественные характеристики устройств, построенных по новым структурным схемам.

Исследования [81] показали, что для повышения показателей ФГ не обязательно повышать точность синусно-косинусных функций. Важно соотношение двух этих функций. Это соотношение является тангенсной функцией, которая должна определяться с высокой точностью. Точность моста, содержащего два ФГ, необходима лишь тогда, когда цифровой эквивалент Φ сравнивается с θ. Это имеет место, когда $\cos\theta \sin\Phi - \sin\theta \cos\Phi = 0$ или когда

$$\frac{\sin\theta \cos\Phi_F}{\cos\theta \sin\Phi_F} = \frac{\operatorname{tg}\theta}{\operatorname{tg}\Phi_F} = 1.$$

Задача состоит в определении двух функций $f_1(\Phi_F)$ и $f_2(\Phi_F)$, которые удобно генерировать линейной схемой. Они должны удовлетворить условию $f_1(\Phi_F) f_2(\Phi_F) = \operatorname{tg}\Phi_F$. Такими функциями являются

$$f_1(\Phi_F) = \frac{1}{1 + 1/K\Phi_F} \quad \text{и} \quad f_2(\Phi_F) = \frac{1}{1 + 1/[K(90° - \Phi_F]},$$

поскольку их соотношение равно 0, 1 и ∞, когда Φ_F принимает соответственно значения 0, 45 и 90°, независимо от значения K.

Задав $K = 0{,}006$, аппроксимируем тангенсную функцию с точностью $\pm 0{,}03$ при изменении Φ от 0 до 90° (рис. 10.9). Поскольку $f_1(\Phi_F) \approx K \sin\Phi_F$, а $f_2(\Phi_F) \approx$

$\approx K\cos\Phi_F$, лннейный резнстнвиый мост заменяет геиераторы сннусной н коснНусиой функций. Для реалнзации такого устройства потребовалось лишь по одиому прецнзионному резнстору и по одному ключу иа каждый двоичный разряд Φ_F [81].

Почти половину оборудования, иеобходимого для сииусио-косинусного моста, можио нсключить, еслн геиераторы сниусной и косииусной функций заменнть иа таигеисиый ФГ, который ие превосходнт их по сложиости, если аргумент Φ изменяется от 0 до 45°. В этом диапазоне таигенс меняется от иуля до единнцы. В этом случае только один выходной сигиал СКВТ преобразуется ФГ [81].

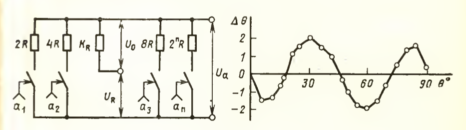
Использоваине арктангеисных ФГ позволяет построить циклическне ЦПП прямого преобразовання, обеспечивающие умеренное быстродействие. При их построении нспользуется принцнп, положенный в основу АЦП, у которого выходиой код пропорцноиален отиошенню входного сигиала к опорному. Еслн выходиые снгналы СКВТ, прнведениые в первый октаит СО, подключать соответствующим образом ко входам АЦП, то на выходе будет сформироваи цнфровой эквнвалент тангенса прнведенного угла [17].

Для получения кода угла необходнмо этот снгнал подать на арктангенсный ФГ. Наиболее распространенным методом преобразовання является нспользованне функции лннейиого сегмента в сочетанни с ШИМ реверснвного нитегрнрования. Такое построенне обеспечивает преобразованне с высокой точностью (±0,05 %) н (умеренным быстродействием 1000 преобразований в секунду) [81].

Преобразователь с более высоким быстродействнем (до 10 000 преобразований в секунду) реалнзуется по схеме, представленной на рнс. 10.10 [81].

Выходные снгналы СКВТ подаются на *СО* через два ключа *Кл1* и *Кл2*, которые управляются *УВХ*. Сигнальные выходы *СО* U_1' и U_2' представляют собой импульсы иапряжения постояниого тока, в амплнтуде которых представлена ннформация о велнчине sin н cos угла θ, прнведенного в первый октант. Выходиой сигнал *УВХ* $U_т$ тактирует работу АЦП в соответствии с частотой пнтания СКВТ. Изменеиия величин U_1' н U_2' ие влияет на выходиой сигнал *АЦП*, поскольку эти нзмеиеиня сннхронны. Такой ЦПП обладает ннзкой чувствительностью к сиифазным шумам в U_1 н U_2.

Для получения arctg необходнм быстродействующий генератор лнеийиого сегмента нли ПЗУ. В качестве нитегратора в ЦПП нспользуется промежуточный регистр памяти на выходе АЦП с поразрядным уравновешнванием или иа входе ФГ. Это обеспечнвает храиенне на выходе *n*—3 младших разрядов Φ, а три старшнх разряда формируются *СО*.



Рнс. 10.9

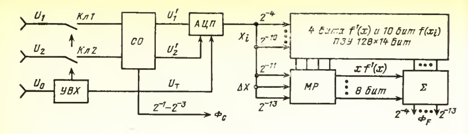


Рис. 10.10

Быстродействующий генератор функции линейного сегмента состоит из ПЗУ, одного 10-разрядного параллельного двоичного сумматора и умножителя 3-разрядного слова на 4-разрядное (рис. 10.10) [59].

Входной сигнал ФГ X подразделяется на семь старших разрядов X_1, которые после кодирования определяют 128 точек изломов функций, и три младших разряда, определяющих приращение ΔX; семь старших разрядов от 2^{-1} до 2^{-7} выбирают по одному значению для $f(x_1)$ и $f'(x_1)$. Выбранные значения запоминаются в ПЗУ. Как $f(x_1)$, так и $f'(x_1)$ могут иметь 128 отдельных уровней. ПЗУ представляет собой устройство, в котором информация хранится постоянно и не нарушаясь. Запомненная информация может быть считана в любой момент времени.

128 значений $f(x_1)$ и $f'(x_1)$ запоминаются в 2048-разрядном ПЗУ, где $f(x_1)$ представлено 10-разрядными словами, а $f'(x_1)$ — 4-разрядными словами, которые умножаются затем на 3-разрядные слова Δx в другом массиве ПЗУ за счет выборки одного из 128 (8-разрядных) слов для формирования $[\Delta x][f(x_1)]$. Параллельный сумматор складывает величину $f(x_1)$ с $[\Delta x][f(x_1)]$ для образования выходных сигналов

$$f(x) \sim f(\Phi_F) = f(\Phi_1) + \Delta\Phi_F f'(\Phi_F).$$

В заключение следует сказать, что рассмотренные в этом параграфе функциональные генераторы ФГ достаточно широко используются в современных ЦПП повышенной точности и устойчивости к внешним воздействиям. При умеренных требованиях к ЦПП в этой части возможно использование более простых разновидностей ФГ [17, 81].

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ЦИКЛИЧЕСКИЕ ЦПП С ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ ГЕНЕРАТОРАМИ

11.1. ОСНОВНЫЕ СТРУКТУРЫ ПОСТРОЕНИЯ

Эта разновидность ЦПП в отличие от рассмотренных ранее не содержит арктангенсного преобразователя. Такие ЦПП характеризуются простотой, умеренной точностью и низкой устойчивостью к температурным воздействиям. Структурная схема простейшего варианта такого ЦПП представлена на рис. 11.1,*а* [81].

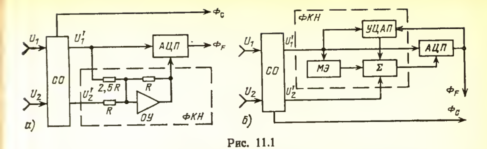


Рис. 11.1

Отсчетная часть является замкнутой нелинейной аналого-цифровой системой, которая в пределах первого октанта решает уравнение

$$\beta \approx \frac{\sin\beta}{\cos\beta + k\sin\beta}.$$

Устройство содержит СО, *АЦП* и формирователь компенсационного напряжения *ФКН*, который комбинирует выходные аналоговые сигналы *СО* U_1', U_2' и формирует компенсационное напряжение $U_к = \cos\beta + k\beta$. Зависимость методической ошибки от угла при $k=0{,}25$ в пределах первого октанта имеет максимум, близкий к 70′. За счет разброса номиналов резисторов, их изменения в температурном диапазоне и во времени погрешность преобразования возрастает. Поэтому такая схема может использоваться в ЦПП с низкими требованиями по точности.

В случае повышенных требований к точности и быстродействию ЦПП преобразование выходных сигналов *СО* U_1' и U_2' может быть реализовано на линейном АЦП с внешним источником эталонного сигнала [а. с. 283701 (СССР)]. При этом обеспечивается существенное упрощение ЦПП, схема которого представлена на рис. 11.1,*б*.

На измерительный вход *АЦП* отношений поступает сигнал с синусного выхода *СО*, а на эталонный — с выхода сумматора Σ. На первый вход сумматора поступает сигнал $U_2' = m\cos\beta$ с косинусного выхода *СО*, а на второй — сигнал $U_1'\Phi_F = mK_1\sin\beta$ с выхода *УЦАП*, производящего умножение синусного выхода *СО* на цифровой эквивалент Φ_F угла β в пределах первого октанта. Таким образом формируется сигнал $m\cos\beta + mK_1\Phi_F\sin\beta$, подаваемый на эталонный вход *АЦП* отношений. На его выходе формируется сигнал

$$\Phi_F = \frac{m\cos\beta}{m\cos\beta + mK_1\Phi_F\sin\beta} = \frac{\operatorname{tg}\beta}{1 + K_1\Phi_F\operatorname{tg}\beta}.$$

Для $K_1=0{,}345$ абсолютная разность $|\Phi_F - \beta|$ не превышает 0,0008 рад, т. е. 2,75′ на 360°.

В том случае, когда необходимо повысить точность ЦПП, методическая ошибка может быть уменьшена посредством коррекции за счет введения масштабирующего элемента *МЭ*, который формирует на третьем входе сумматора сигнал $m\,K_2\sin\beta$. Аналогично изложенному выше имеем

$$\Phi_F = \frac{m\sin\beta}{m\cos\beta + mK_2\sin\beta + mK_1\Phi_F\sin\beta} = \frac{\operatorname{tg}\beta}{1 + (K_1\Phi_F + K_2)\operatorname{tg}\beta}.$$

При $K_1=0{,}36$ и $K_2=-0{,}01$ разность $\Phi_F - \beta$ не превосходит 1′.

Улучшение показателей ФКН производится за счет комплексного использования технологических усовершенствований в производстве элементов и улучшения законов аппроксимации.

Примером может служить ФКН ЦПП по [а. с. 217076 (СССР)], в котором применена аппроксимирующая зависимость, аналогичная нагруженному потенциометру. Введение участков аппроксимации снижает методическую погрешность ЦПП, которая при трех участках аппроксимации составляет 40′.

Эффективность такого подхода повысилась с появлением прецизионных наборов резисторов в одной сборке (резистивной матрице) [25, 38]. Это наглядно иллюстрируется на примере ЦПУ (рис. 11.2) [а. с. 260979 (СССР)] с реализацией зависимости $\sin\theta/(n_i \sin\theta + m_i \cos\theta) \approx K\Phi$, где n_i и m_i — постоянные коэффициенты на каждом участке аппроксимации. Эти коэффициенты реализованы в прецизионной резисторной сборке типа К301НР10 в виде групп масштабных резисторов для подключения к операционному усилителю. Номер участка включается трехразрядным кодом, представляющим три старших разряда внутриоктантного кода. Поэтому подключение участка не увеличивает общего времени преобразования. Опорное напряжение формируется из суммы модулей обоих сигнальных напряжений. Схема преобразователя (рис. 11.2) работает следующим образом.

Входные синусно-косинусные напряжения первичных преобразователей *ПП* поступают на коммутатор каналов *КК*, который управляется адресными сигналами, проходящими через блок управления *БУ* для синхронизации с сетевым напряжением. По адресному сигналу синусно-косинусные напряжения через *КК* поступают к развязывающим усилителям *РУ*, которые обеспечивают на своих выходах равные по амплитуде и противоположные по фазе напряжения. Выполнение этого требования необходимо для формирования питания цепи обратной связи преобразователя синфазными напряжениями, поступающими от входной цепи.

Парафазные напряжения от *РУ* поступают к переключателю квадрантов *ПК*, который управляется от *БУ* тактовыми сигналами. В первом и втором тактах происходит последовательное подключение синусного и косинусного напряжений к устройству сравнения *УС*, где происходит их сравнение с нулевым потенциалом. Результат сравнения фиксируется в регистре *RG1* в виде значений двух старших разрядов. Полученные значения этих разрядов позволяют установить последующий порядок включения *ПК*, который обеспечивает в третьем такте сравнение синусного и косинусного напряжений между собой.

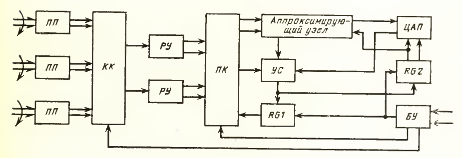


Рис. 11.2

Таким образом, первые три такта позволяют определнть положеине коднруемого вала с точиостью до 45°, что отражается значеинем трехразрядиого кода в *RG1*, устанавлнвающего во включениое положенне такие нз ключей *ПК*, которые обеспечивают подключенне к *УС* н аппрокснмирующему узлу соответствующих фаз входных иапряжений.

Включеине цепи обратной связн в третьем такте происходнт подключеннем ЦАП. Последующее преобразованне, протекающее во время 4—13 тактов, проиcходит с прнмененнем контура обратной связи, состоящего нз аппроксимнрующего узла, ЦАП н регистра *RG2*. Прн выбранном числе участков аппроксимацни ЦАП нмеет методнческую ошибку 0,06 %.

Использованне более сложной аппрокснмирующей зависимостн

$$\theta = 45^\circ + \frac{180^\circ}{\pi} \frac{\sin(\theta - 45^\circ)}{0{,}66 + 0{,}34\cos(\theta - 45^\circ)},$$

которая с учетом того, что $\sin(\theta \div 45^\circ) = 0{,}707\,(\sin\theta - \cos\theta)$ и $\cos(\theta \div 45^\circ) = 0{,}707(\cos\theta + \sin\theta)$, может быть прнведена к виду

$$\theta = 45^\circ + \frac{180^\circ}{\pi} \frac{\sin\theta - \cos\theta}{0{,}93 + 0{,}34(\sin\theta + \cos\theta)},$$

позволяет снизнть методнческую ошибку до 1′ [81].

Дальнейшее сннженне методнческой ошнбки может быть достнгнуто в ЦПП [а. с. 355640 (СССР)], где с помощью ФКН решается завнснмость

$$\theta\left(\cos\frac{\pi}{4}\theta + c\sin\frac{\pi}{4}\theta\right) + a\cos\frac{\pi}{4}\theta - b\sin\frac{\pi}{4}\theta = 0.$$

По мере нзменения угла поворота н перехода в другне октанты выполияется чередованне синусно-косинусных зависимостей с учетом фазы, выражеиной знаком в прнведеином уравнеиин.

На рис. 11.3 показана функциональная схема такого устройства.

Схема содержнт коммутатор каналов *КК*, развязывающне усилители *РУ1—РУ4*, коммутатор октантов *КО*, блокн масштабиых делителей *МД1—МД3*,

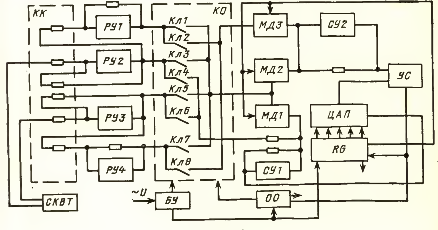


Рис. 11.3

ЦАП, устройство сравнення *УС*, суммирующие усилители *СУ1* и *СУ2*, регистр управления *RG*, логическую схему определения октантов *ОО* и блок управления *БУ*.

От *СКВТ* через выбраиный по адресиому сигналу каиал *КК* синусное и косииусное напряжеиия поступают к *РУ*, на которых оии одиовременно приобретают одинаковые зиачения в прямой и обратной фазах. Полученные парафазные напряжеиия поступают к *КО*, *Кл1—Кл8* которого включаются по тактовым сигиалам. В момеит прохождения иапряжения вблизи амплитудиого зиачения *БУ* формирует серию тактовых сигиалов, которые обеспечивают последовательное включенне переключателей в *КО* и поразрядиое переключеиие *RG*.

Включеиие *Кл1—Кл8* во время первых трех тактов происходит без участия *ЦАП*, т. е. при разомкиутой компеисациоииой цепи.

Последующее преобразование, иачииая с четвертого такта, выполняется путем поразрядиого уравиовешиваиия при последовательиом переключенин разрядов на *ЦАП*. По мере сравиеиия суммариого входного иапряжеиия в *RG* формируется код, пропорциоиальиый углу в пределах найдениого октанта. Компенсациониое напряжение формируется из суммы синусиого иапряжения, включеииого к суммирующему усилителю через блок *МД1*, н косииусного напряжеиня, включенного к этому усилителю с коэффициентом передачи, равным 1.

Разделение аргумеита на четыре равиые части в диапазоне измеиеиия функции 0—1 и получеиие четырех зиачеиий каждого из коэффициентов *a*, *b* и *c* создает возможиость приближеиия с методической ошибкой, ие превышающей 0,025%, что в угловой мере составляет 40,5″.

11.2. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СХЕМНЫХ ПОСТРОЕНИЙ

Необходимо отметить, что одним из перспективиых путей развнтия ЦПП является разработка структур построения, предусматривающих их упрощенне и миниатюризацию иа основе типовых ИМС. Примером может служить построеиие ЦПУ, схема которого представлеиа на рис. 11.4 [а. с. 467390 (СССР)].

Схема содержит *СКВТ*, иивертирующие усилнтели *ИУ1—ИУ4*, селектор

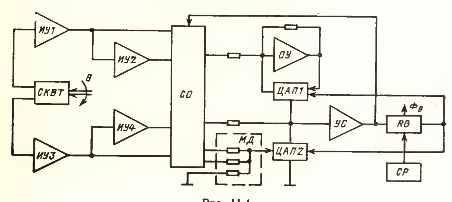


Рис. 11.4

октантов *СО*, операционный усилитель *ОУ*, *ЦАП1* и *ЦАП2*, устройство сравнения *УС*, регистр *RG*, масштабный делитель *МД*, синхронизатор *СР*.

Оба ЦАП включаются как делители тока, при этом объединенные выходы выключенных и включенных разрядов образуют два токовых выхода. На одном из них ток пропорционален (1—Ф), а на другом — Ф. Чтобы не искажать линейной характеристики ЦАП, его выходы должны быть подключены к *ОУ* с нулевым потенциалом на входе.

В октантах 1, 4, 5 и 8 ЦПУ обеспечивает решение уравнения

$$\Phi \cos\theta/(2-\Phi)+K\Phi(\cos\theta-\sin\theta)-\sin\theta=0, \qquad (11.1)$$

где Φ — значение кода, пропорциональное углу поворота; $K=0{,}277445$ — постоянный масштабный коэффициент.

В октантах 2, 3, 6 и 7 решается уравнение

$$\Phi \sin\theta/(2-\Phi)+K\Phi(\sin\theta-\cos\theta)-\cos\theta=0. \qquad (11.2)$$

Переключение напряжений для решения (11.1) и (11.2) выполняется *СО* после выбора октанта путем определения фаз синусного и косинусного напряжений и сравнения их амплитуд по модулю.

Первое слагаемое решаемого уравнения формируется на *ОУ*, в обратную цепь которого включен *ЦАП1*, при этом один выход этого блока с выключенными разрядами соединен с входом усилителя, а другой — с входом *УС*. Второе слагаемое уравнения формируется на *МД* и *ЦАП2*. Третье слагаемое подается на *УС* непосредственно с *СО*.

По мере взаимного уравновешивания трех входных напряжений *УС* в регистре формируется код, пропорциональный углу в пределах выбранного октанта. Выходной код регистра управляет ключами *ЦАП*. Блок *СР* формирует последовательность поразрядных тактовых сигналов, начало формирования которых происходит после синхронизации с сетевым напряжением.

Такой ЦПУ позволяет формировать прямой или обратный двоичный код Φ, пропорциональный углу поворота θ *СКВТ* с погрешностью не более 2′. Отсутствие специализированных элементов в схеме ЦПУ дает возможность использовать типовые линейные и дискретные ИМС.

Недостатком этой схемы является сложность, обусловленная различным по структуре построением функциональных узлов.

С целью устранения этого недостатка предложено устройство [а. с. 684577 (СССР)], которое помимо упрощения позволяет расширить функциональные возможности преобразователя, придав его отсчетной части свойство обратимости. Схема преобразователя показана на рис. 11.5.

Она содержит *СКВТ*, парафазные усилители *У1—У4*, коммутатор квадрантов *КК*, операционные усилители *ОУ1—ОУ3*, *ЦАП1* и *ЦАП2*, устройство сравнения *УС*, регистр управления *RG*, блок синхронизации *БС*, делитель тактовых импульсов *ДТИ* и распределительный блок *РБ*. От *СКВТ* синусно-косинусные напряжения поступают к парафазным усилителям, а от них — к *КК*. Поскольку поддиапазон работы преобразователя в настоящей схеме равен 90°, синусное и косинусное напряжения не переключаются между выходами *КК*, происходит только переключение фаз каждого из напряжений. В диапазонах 90—180° и 270—360° код *RG* инвертируется.

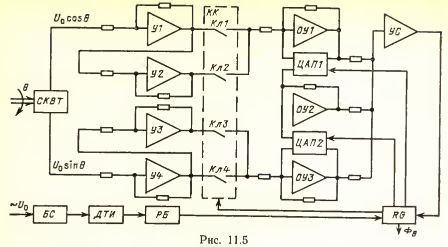


Рис. 11.5

В каждом из квадрантов реализуется зависимость

$$\frac{\theta}{K+\theta} \bigg/ \frac{1-\theta}{K+1-\theta} \approx \operatorname{tg}\frac{\pi}{2}\theta,$$

где $K=1{,}8015$. Методическая погрешность составляет $\pm 0{,}008\%$ (1′50″).

Таким образом, преобразователь обеспечивает унификацию узлов, определяющую сокращение их номенклатуры и упрощение связей между ними, что наиболее эффективно при использовании ИМС повышенной интеграции. Такие узлы могут быть применены для построения преобразователя двоичного кода в угол поворота СКВТ.

Аналогичными функциональными и точностными показателями обладает схема [а. с. 817740 (СССР)], реализующая поквадрантное преобразование. На рис. 11.6 представлена функциональная схема отсчетного устройства преобразования выходных сигналов *СКВТ* в код.

Устройство содержит масштабные резисторы *R1—R8*, коммутатор октантов *КО*, блок логического управления *БЛУ*, *ЦАП1* и *ЦАП2*, операционные усилители *ОУ1* и *ОУ2*.

Устройство преобразования сигнала *СКВТ* имеет два входа, которые могут соединяться с *СКВТ* датчиком или источником опорного напряжения переменного тока постоянной амплитуды. Выходы *ОУ* являются выходами устройства, которые могут быть подключены к *СКВТ* — приемнику или устройству сравнения напряжения. Аналоговая часть устройства преобразования сигнала *СКВТ* состоит из двух одинаковых узлов, у которых различно включение разрядных переключателей нулевого и единичного состояний в преобразователях и подключение масштабных резисторов *R2* и *R6*.

Рис. 11.6

На указанных узлах реализуются числитель $\beta/(K+\beta)$ и знаменатель $\frac{1-\beta}{K+1-\beta}$ приближенной зависимости

$$\frac{\beta(K+1-\beta)}{(K+\beta)(1-\beta)} \approx \operatorname{tg}\frac{\pi}{2}\beta,$$

где β — относительное значение в пределах 0—1, пропорциональное углу 0—45°; K — постоянный коэффициент, равный 1,8015.

Устройство преобразования сигнала *СКВТ* в зависимости от его включения может работать в двух режимах.

В первом на входы устройства преобразования сигнала *СКВТ* поступают синусно-косинусные напряжения от *СКВТ*-датчика, а к выходам устройства преобразования подключено внешнее устройство сравнения напряжений. Цифровой выход устройства сравнения подключен к входу *БЛУ*. В таком включении устройство реализует функцию преобразования угол — код, которая обеспечивается в каждом из восьми октантов по зависимостям

$$-U_0 \sin\theta \frac{1-\beta}{K+1-\beta} + U_0 \cos\theta \frac{\beta}{K+\beta} = \beta;$$

$$-U_0 \cos\theta \frac{1-\beta}{K+1-\beta} + U_0 \sin\theta \frac{\beta}{K+\beta} = \beta.$$

В *БЛУ* прием сигналов с устройства сравнения напряжений позволяет поразрядно сформировать код, пропорциональный углу с методической ошибкой $\pm 1'50''$.

Во втором режиме на входы устройства поступает напряжение опорного источника постоянной амплитуды, а к выходам устройства подключены синусно-косинусные обмотки *СКВТ*-приемника, включенного в следящую систему. На *БЛУ* поступает цифровой код из ЭВМ. В таком включении устройство реализует функцию преобразования код — угол, которая обеспечивается в каждом из восьми октантов по зависимости

$$\frac{U_0\beta(K+1-\beta)}{U_0(K+\beta)(1-\beta)} \approx \operatorname{tg}\frac{\pi}{4}\beta$$

или обратной для получения $\operatorname{ctg}\frac{\pi}{4}\beta$ с переключением октантов, где изменение в пределах 0—1 соответствует диапазону угла поворота следящей системы в пределах 0—45°.

Таким образом, применение этого устройства в схемах преобразования угла поворота *СКВТ* в код и обратно указывает на обеспечение с умеренной точностью преобразования с функционально обратимой характеристикой.

Для инженерной практики представляет интерес построение [а. с. 615518 (СССР)], схема которого представлена на рис. 11.7. Оно предусматривает повышение точности и возможность реализации на стандартных ИМС. Преобразование происходит за два цикла.

Первый цикл является подготовительным и служит для преобразования синусно-косинусных напряжений в код функции тангенса половинного угла. При этом кодирование выполняется в соответствии с зависимостью

$$\operatorname{tg}\theta = 2\operatorname{tg}\frac{\theta}{2} \Big/ \left(1-\operatorname{tg}^2\frac{\theta}{2}\right). \qquad (11.3)$$

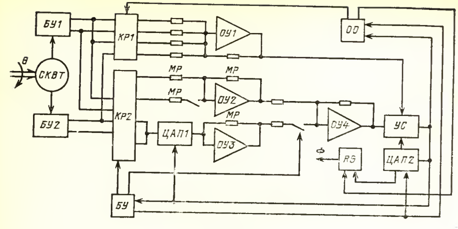


Рис. 11.7

С учетом построения преобразователя как устройства с обратной связью, где сравниваются сигналы, (11.3) преобразуется к виду

$$-\sin\theta + \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\left(\sin\theta\operatorname{tg}\frac{\theta}{2} + 2\cos\theta\right) = 0,$$

или, заменяя $\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}$ его кодовым эквивалентом $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$, получаем

$$-\sin\theta + \Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\left[\sin\theta\cdot\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right) + 2\cos\theta\right] = 0. \qquad (11.4)$$

В указанном соотношении знаки перед составляющими сохраняются постоянными во всем диапазоне измерения угла от 0 до 90° вследствие инверсии сигналов.

Перед вторым циклом полученное значение $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$ кода функции тангенса половинного угла устанавливается на *ЦАП*. Использование этого функционального кода дает возможность формирования напряжения, функционально представляющего константу, так как

$$\sin\theta\cdot\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right) + \cos\theta = 1. \qquad (11.5)$$

Применение функции, выражающей константу, для формирования в конечном итоге линейной зависимости обусловлено соотношением

$$\frac{\cos\theta - \sin\theta}{1 + K\sin\theta\left[1 - \Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\right]} \approx \Phi, \qquad (11.6)$$

где K=0,2695. Эта зависимость позволяет получать линейную функцию θ в диапазоне 0—45° с погрешностью, не превышающей 30″.

Расширение диапазона до полного поворота достигается его разделением на восемь октантов, что увеличивает результирующий код на три разряда. Как

видно из (11.6), функция в знаменателе содержит константу, заменяемую соотношением (11.5), и дополнительно составляющую $K \sin\theta \left[1 - \Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\right]$, формируемую одновременно на линейном *ЦАП*.

Во втором цикле с учетом того, что в преобразователе сравниваются разнополярные сигналы, зависимость (11.6) преобразуется к виду

$$-(\cos\theta - \sin\theta) + \Phi\left\{\sin\theta\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right) + \right.$$
$$\left. + \cos\theta + K\sin\theta\left[1 - \Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\right]\right\} = 0.$$

Преобразователь целиком построен на типовых ИМС, чем достигается унификация элементной базы, а также ускорение его монтажа и настройки.

Следует отметить, что сопоставимая методическая ошибка может быть получена схемным построением [а. с. 657447 (СССР)], представленным на рис. 11.8.

Преобразователь содержит *СКВТ*, парафазные усилители *У1—У4*, коммутатор октантов *КО*, *АЦП*, суммирующий блок *СБ*, масштабирующие резисторы *R1* и *R2*, *ЦАП*, инвертор *Инв*, регистр октантов *РО*, блок синхронизации *БС*, делитель тактовых импульсов *ДТИ* и распределитель импульсов *РИ*.

Устройство работает в соответствии с зависимостью

$$-\cos\theta + \sin\theta + (1 - \Phi_F)\,[\cos\theta + $$
$$+ K_1 \sin\theta - K_2(1 - \Phi_F)\sin\theta] = 0, \qquad (11.7)$$

где θ — измеряемый угол; Φ_F — относительное кодовое значение угла в пределах 0—45°; K_1, K_2 — масштабные коэффициенты. При постоянных значениях $K_1 = 0{,}5625$ и $K_2 = 0{,}294118$ решение соотношения формирует кодовое значение угла Φ_F в пределах 0—45° с методической ошибкой менее ±45″.

Особенность этой схемы по сравнению с аналогичными состоит в использовании двух коэффициентов в аппроксимирующей зависимости.

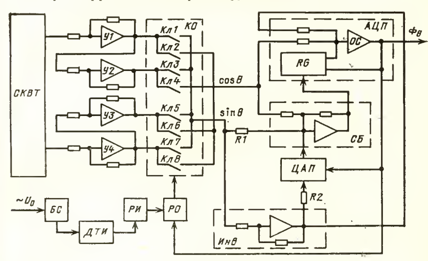


Рис. 11.8

11.3. СНИЖЕНИЕ МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ. ВВЕДЕНИЕ КОРРЕКЦИИ

Недостатком рассмотренной структуры построения (рис. 11.8) является наличие методической погрешности, которая может быть существенно уменьшена при использовании схемы, приведенной в [а. с. 1043702 (СССР)].

Отсчетное устройство (рис. 11.9) имеет синусный и косинусный входы для сигналов переменного тока. Оно состоит из коммутатора квадрантов *КК*, блоков функционального преобразования напряжений *БФПН1 — БФПН3*, сумматора Σ и блока управления *БУ*. Коммутатор квадрантов включает в себя компараторы *К1*, *К2* и переключатель *П*. В блок *БФПН1* входят резисторы *R1—R3*, операционный усилитель *ОУ1*, преобразователь код — ток *ПКТ1*, образованный резистивной матрицей *R—2R* и блоком ключей. Блок *БФПН2* состоит из резисторов *R4—R7*, операционного усилителя *ОУ2* и преобразователя *ПКТ2*, выполненного аналогично *ПКТ1*. В блок *БФПН3* входят резисторы *R8—R10*, операционные усилители *ОУ3*, *ОУ4* и преобразователь *ПКТ3*. Сумматор состоит из входных резисторов *R11—R13* и усилителя *ОУ4*, а блок управления *БУ* — из формирователя последовательности импульсов *ФПИ*, блока синхронизации *БС* и регистра *RG*.

На вход преобразователя поступают сигналы

$$U_s = U \sin \omega t \sin \theta; \quad U_C = U \sin \omega t \cos \theta.$$

Работа ЦПУ происходит в соответствии с зависимостью

$$-U_s \frac{1-\Phi}{1{,}0676725} - 2U_c \frac{0{,}80447+0{,}5\Phi}{1{,}0676725+\Phi} + 4U_c \frac{1{,}993534}{5{,}2915375-\Phi} = 0. \qquad (11.8)$$

Каждая из составляющих зависимости (11.8) формируется с помощью блоков *ФПН1—ФПН3* соответственно. Синусное и косинусное напряжения U_s и U_c поступают на *БС*, на соответствующие компараторы и на переключатель *П*.

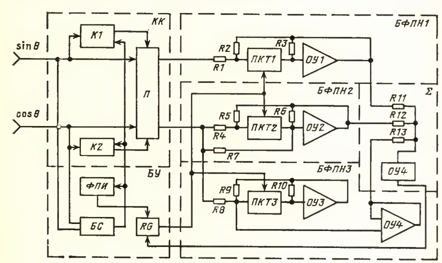


Рис. 11.9

В этом ЦПУ используется поквадрантное преобразование, реализующее аппроксимирующую зависимость

$$\frac{\theta}{K_1+\theta-K_2\theta^2} \Big/ \frac{1-\theta}{K_1+(1-\theta)-K_2(1-\theta^2)} \approx \operatorname{tg}\frac{\pi}{2}\theta,$$

где $K_1=1{,}33755$; $K_2=0{,}23675$.

Представление этой зависимости на основе синусно-косинусных функций позволило реализовать преобразование на трех ЦАП. Введение дополнительного БФПН увеличивает точность преобразователя. Методическая погрешность, приведенная к диапазону 0—360°, составляет $\pm0{,}0008\%$, т. е. не превышает 1″.

Точность преобразования может быть повышена за счет формирования корректирующего кода [а. с. 328497 (СССР)]. На рис. 11.10,*а* представлена схема такого ЦПП.

Преобразователь содержит *СКВТ*, синусная и косинусная обмотки которого соединены с переключателем октантов *ПО*. Последний имеет два выхода, один из которых соединен непосредственно со входом устройства сравнения *УС АЦП* и через сопротивление связи *R1* — со входом суммирующего усилителя *СУ*, а второй через сопротивление связи *R2* соединен со вторым входом *СУ*. Выход *СУ* соединен с шиной питания *ЦАП*, а выход последнего подключен ко второму входу *УС*.

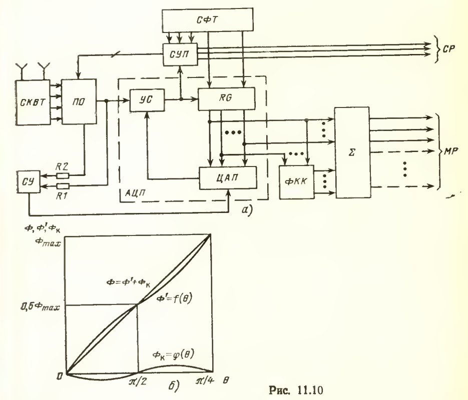


Рис. 11.10

Выход *УС* соединен со схемой управления переключателем *СУП*, содержащим регистр трех старших разрядов, выходы которого соединены с выходными шинами преобразователя, и дешифратор кода старших разрядов, выходы которого по цепям управления соединены с *ПО*. Выход *УС* соединен также с регистром *RG*, выходы старших разрядов которого соединены со входами схемы формирователя корректирующего кода *ФКК*, выполненной в виде дешифратора со схемами ИЛИ. Блоки *УС*, *RG* и *ЦАП* образуют *АЦП* с поразрядным уравновешиванием.

Преобразование текущего значения углового положения вала *СКВТ* в код происходит за n тактов схемой формирования тактов *СФТ*. Число тактов n равно количеству разрядов преобразователя. В первых трех тактах определяется октант, в котором находится в момент преобразования вал *СКВТ*, т. е. определяются три старших разряда СР выходного кода.

Начиная с четвертого такта работает АЦП с ЦАП в цепи обратной связи с использованием метода поразрядного уравновешивания.

Блок *СУП* подключает синусную обмотку *СКВТ* к первому входу *УС* и через сопротивление связи *R1* — к первому входу *СУ*, ко второму входу которого через *ПО* и сопротивление связи *R2* подключается синусная обмотка *СКВТ*. Напряжение с выхода *СУ* $U=U_m(\cos\theta+m\sin\theta)(1+m)^{-1}$, где m — постоянный коэффициент, подается на шину питания *ЦАП*, выход которого соединен со вторым входом *УС*.

На выходе *АЦП* вырабатывается код, определяемый зависимостью $\Phi'=(1+m)\sin\theta\cdot\Phi_m(\cos\theta+m\sin\theta)^{-1}$. Эта зависимость при определенном m является приближенной линейной аппроксимацией функции выходного кода от угла поворота θ вала *СКВТ*. Наилучшее приближение к линейной зависимости получается при $m=0{,}4142$.

Для получения точной линейной зависимости формируется корректирующий код Φ_k, который является функцией кода Φ':

$$\Phi_k=\frac{4}{\pi}\,\theta\Phi_m-\Phi'=\left[\frac{4}{\pi}\,\theta-\frac{(1+m)\sin\theta}{\cos\theta+m\sin\theta}\right]\Phi_m.$$

На рис. 11.10,*б* показан характер зависимостей $\Phi=f(\theta)$, $\Phi'=f(\theta)$ и $\Phi_k=\psi(\Phi')=\varphi(\theta)$ (для наглядности кривизна увеличена).

Формирование корректирующего кода Φ_k выполняет *ФКК*, на вход которого поступает код нескольких *СР* с *RG* управления *ЦАП*. Число разрядов определяется необходимой точностью преобразования.

Код Φ', снимаемый с *RG*, и код Φ_k, снимаемый с *ФКК*, поступают на сумматор. Код суммы $\Phi_\Sigma=\Phi'+\Phi_k$, поступающий по шинам, является линейной функцией от угла поворота вала *СКВТ* в пределах одного октанта. Три старших разряда, поступающих по шинам *СР*, и младшие разряды, поступающие по шинам *МР*, образуют выходной код преобразователя угла поворота вала.

Для преобразования угла от 0 до 360° *ПО* осуществляет переключение выводов синусной и косинусной обмоток *СКВТ* по сигналам управления от трех старших разрядов, поступающих с *СУП*. При этом в 1, 3, 5-м и 7-м октантах с выходов сумматора снимается прямой код, а во 2, 4, 6-м и 8-м октантах — обратный код.

Дальнейшее совершенствование преобразователя [а. с. 922847 (СССР)] предусматривает уравновешивание входных напряжений в соответствии со сле-

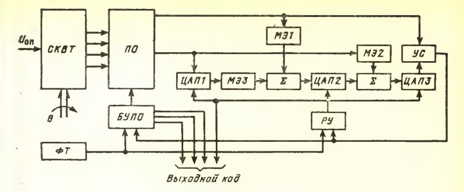


Рис. 11.11

дующей зависимостью:

$$U_m \sin\theta = UK_1 \cos\theta + UK_2\Phi_F^2 \sin\theta + UK_3\Phi_F^3 \cos\theta, \tag{11.9}$$

где $U\sin\theta$ и $U\cos\theta$ — напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла θ поворота вала; Φ_F — величина кода в пределах одного октанта; K_1, K_2 и K_3 — масштабные коэффициенты.

Коэффициенты K_1—K_3 выбираются таким образом, чтобы во всем диапазоне углов в пределах одного октанта угол θ и соответствующее значение кода Φ_F были равны друг другу с высокой точностью. Например, при значении коэффициента K_1=0,0331970 равенство обеспечивается с погрешностью не более 0,00065%.

Функциональная схема устройства представлена на рис. 11.11. Преобразователь угла работает следующим образом.

На выходах *СКВТ* формируются прямые и инверсные напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота вала. Эти напряжения поступают на *ПО*, на первом выходе которого формируется меньшее по модулю напряжение, а на втором — большее. Работа преобразователя происходит по тактам, вырабатываемым формирователем тактов *ФТ*. В первые три такта формируются три старших разряда выходного кода и происходит переключение напряжения на переключателе *ПО*. Начиная с четвертого такта, преобразование производится путем поразрядного уравновешивания напряжения, действующего на первом входе устройства сравнения *УС*, напряжением, подключенным к его второму входу. Уравновешивание производится в пределах октанта.

Если значение преобразуемого угла находится в первом октанте, то на первый вход *УС* подается напряжение $U_m \sin\theta$, а на второй — напряжение, соответствующее правой части соотношения (11.9).

Каждый из *ЦАП* реализует функцию умножения напряжения, поданного на его опорный вход, на значение кода Φ_F, поданного на его цифровой вход. Поэтому степень кода Φ_F на выходах последовательно соединенных ЦАП постепенно увеличивается. В момент равенства напряжений на входах *УС* при значениях масштабных коэффициентов K_1—K_3, указанных выше (и получаемых в элементах масштабирования $МЭ_с$), значение кода с высокой точностью соответствует значению угла θ поворота вала.

Трн старших разряда выходного кода преобразователя снимаются с кодовых шин блока управления *БУ* ПО, а младшие разряды снимаются с выходов регистра управления *РУ*, при этом в нечетных октантах с него снимается прямой код, а в четных — обратный. Методическая погрешность преобразования не превышает 1″.

11.4. ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ

Быстродействие циклического ЦПУ определяется рядом факторов, среди которых основным является периодичность его алгоритма функционирования. Этот фактор имеет принципиальное значение и определяет качественную сторону процесса преобразования входной информации. С количественной точки зрения возможны широкие вариации показателей преобразования изменяющихся во времени входных воздействий. Эти показатели в значительной мере определяются параметрами сигналов запитки и первичной обработкой его выходных сигналов, в амплитуде и фазе которых заложена информация о перемещении.

При работе на несущей частоте и использовании на входе отсчетной части УВХ [57] темп выдачи цифровой информации о перемещениях ограничен частотой питания *СКВТ*. В связи с тем, что в большинстве случаев она составляет 1000 Гц, темп выдачи не превосходит $2 \cdot 10^3$ преобразований в секунду. Отсюда вытекает требование к быстродействию отсчетной части, т. е. время аналого-цифрового преобразования не должно превышать 0,5 мс. В связи с тем что для большинства современных БИС АЦП средней точности ($N = 10 \div 12$ бит) время преобразования в режиме последовательных приближений не превосходит 0,2 мс, принятия специальных мер по повышению быстродействия не требуется. При работе на частоте запитки $f \leqslant 500$ Гц оказывается возможной реализация последовательного режима преобразования, когда за три первых такта определяется код октанта, а на последнем, четвертом такте производится с помощью того же АЦП преобразование внутри октанта (см. § 11.3). При использовании поквадрантного кодирования все преобразование завершится за три такта.

При использовании циклического преобразователя в качестве отсчетной части многоканального ЦПУ желательно исключить потери быстродействия, связанные с коммутацией в переключателях и возникающие за счет последовательного определения октантов и внутриоктантного преобразования.

Максимальное быстродействие в циклическом ЦПУ достигается при переходе на одновременное параллельное преобразование во всех разрядах. Такой подход оправдан в тех случаях, когда необходимо быстрое преобразование выходных сигналов СКВТ после их выпрямления или же при работе на несущей частоте 10—20 кГц, а быстродействие АЦП последовательных приближений оказывается недостаточным. С этой точки зрения представляет интерес рассмотрение ряда устройств, позволяющих решить задачу построения быстродействующих ЦПУ.

Недостатком большинства рассмотренных выше построений ЦПУ с использованием нелинейных, кусочно-линейных и кусочно-гладких обратных связей является потеря быстродействия за счет последовательного определения кода октантов и внутриоктантного преобразования.

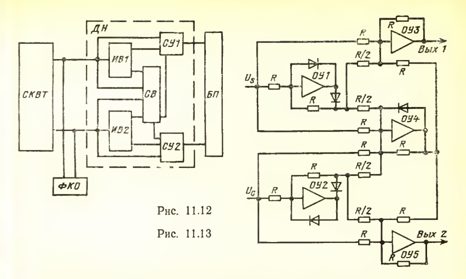


Рис. 11.12

Рис. 11.13

Устранение этого недостатка достигается в построении ЦПУ по [а. с. 1024955 (СССР)]. Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 11.12.

Она содержит *СКВТ*, формирователь кода октантов *ФКО*, блок преобразования *БП* синусно-косинусных сигналов в код и дискриминатор напряжений *ДН*, состоящий из инвертирующих выпрямителей *ИВ1*, *ИВ2*, суммирующего выпрямителя *СВ* и сумматоров *СУ1*, *СУ2*.

Преобразователь работает следующим образом.

На выходах *СКВТ* формируются сигналы переменного тока, модулированного по амплитуде в функции синуса и косинуса аналоговой величины, например угла поворота. В *ФКО* производится сравнение этих сигналов по амплитуде и фазе с опорным сигналом и между собой. В результате на выходе *ФКО* образуется код трех старших разрядов октанта. На выходе *ИВ1* формируются положительные полупериоды входного синусного сигнала переменного тока, а на выходе *ИВ2* — отрицательные полупериоды входного косинусного сигнала переменного тока.

В *СВ* происходит суммирование выходных сигналов *СКВТ* и выходных сигналов *ИВ*. При этом коэффициент передачи выходных сигналов *СВ* вдвое больше коэффициента передачи выходных сигналов *СКВТ*. На инверсном выходе *СВ* формируются отрицательные полупериоды, а положительные ограничиваются. В *СУ1* происходит суммирование выходного синусного сигнала *СКВТ* и выходных сигналов *ИВ1* и *СВ*, а в *СУ2* — суммирование выходного косинусного сигнала *СКВТ*, выходных сигналов *ИВ2* и *СВ*. При этом коэффициенты передачи выходных сигналов *ИВ* при суммировании в *СУ1* и *СУ2* вдвое больше коэффициентов передачи других суммируемых сигналов. В результате на выходе *СУ1* образуется выпрямленное напряжение отрицательной полярности, пропорциональное по амплитуде меньшему (синусному) из выходных напряжений *СКВТ*, а на выходе *СУ2* образуется выпрямленное напряжение положительной полярности, пропорциональное по амплитуде большему (косинусному) из выходных напряжений *СКВТ*.

Из выходных сигналов *СУ1 и СУ2* в *БП* формируется код аналоговой величины, например угла поворота. Полный код *ЦПП* составляется из выходного кода *ФКО* (старшие разряды) и выходного кода *БП* (младшие разряды). Формирование кода младших разрядов производится одновременно с формированием кода старших разрядов, что повышает быстродействие преобразователя.

Дискриминатор напряжений (рис. 11.13) представляет схему автоматического переключателя октаитов, ие содержащую управляемых переключательиых элементов. Схемы выпрямителей построены иа *ОУ* с диодами в контуре обратной связи, т. е. по схеме «идеального диода». Такое построение устраняет потери быстродействия, связанные с коммутацией в переключателях. Быстродействие ЦПУ определяется производительностью БП. Предварительное детектироваиие выходных сигналов СКВТ целесообразно производить и при запитке СКВТ вращающимся полем.

Одиим из основных недостатков известных устройств детектирования является их низкое быстродействие, ограниченное скоростью переходных процессов в фазовых детекторах при формировании постоянных составляющих выходных сигналов, пропорциоиальных синусу и косииусу перемещения. С целью устранения этого иедостатка предложена структура построения [а. с. 1095212 (СССР)], предусматривающая предварительное аналоговое преобразоваиие выходных сигналов СКВТ.

Преобразователь (рис. 11.14) работает следующим образом.

Источник питания *ИП* формирует синусоидальное $\dot U_1$ и косинусоидальное $\dot U_2$ напряжения переменного тока одной и той же частоты $\dot U_1 = U_m \sin \omega t$ и $\dot U_2 = U_m \cos \omega t$, которыми питаются первичные квадратурные обмотки *СКВТ*. На вторичных квадратуриых обмотках *СКВТ* формируются напряжеиия $\dot U_3 = K_1 U_m \sin(\omega t - \theta)$, $\dot U_4 = K_1 U_m \cos(\omega t - \theta)$, где K_1 — коэффициент передачи *СКВТ*.

В блоках перемножения *БП* производится перемножение входных и выходиых иапряжений *СКВТ* и формируются напряжения $\dot U_5 = K_2 \dot U_2 \dot U_4$; $\dot U_6 = K_2 \dot U_1 \dot U_3$; $\dot U_7 = K_2 \dot U_2 \dot U_3$; $\dot U_8 = K_2 \dot U_1 \dot U_4$, где K_2 — коэффициент передачи блоков перемножения. На выходах сумматора *СУ1*, работающего в режиме сложения, и сумматора *СУ2*, работающего в режиме вычитания, формируются иапряжения $\dot U_9 = K_3(\dot U_6 + \dot U_5) = K_3 U_m \cos\theta$; $\dot U_{10} = K_3(\dot U_8 - \dot U_7) = K U_m \sin\theta$, где K_3 —

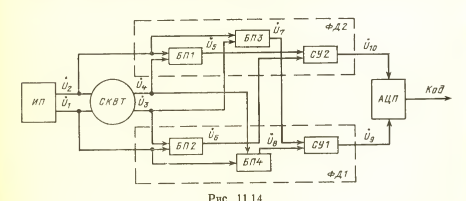


Рис. 11.14

коэффициент передачи сумматоров *С1* и *С2*; *К* — общий коэффициент передачи тракта.

Таким образом, выходные сигналы $\dot{U}_9$ и $\dot{U}_{10}$ фазовых детекторов *ФД1* и *ФД2* представляют собой постоянные напряжения. В *АЦП* производится преобразование этих постоянных напряжений в цифровой код. При этом частота преобразования в *АЦП* не ограничена частотой питания *СКВТ* и длительностью переходных процессов в *ФД*, что способствует повышению быстродействия ЦПП в целом.

Следует отметить, что такое построение ЦПП характеризуется относительно низкой точностью, определяемой погрешностями аналоговых перемножителей [34], поэтому в ЦПУ средней и высокой точности для повышения быстродействия следует рекомендовать работу на повышенной частоте с запиткой СКВТ трапецеидальным напряжением. Это позволяет снимать несколько отсчетов за один период запитки, т. е. полнее использовать возможности АЦП.

Для достижения высокого быстродействия в современных АЦП [61] широко используется принцип параллельного преобразования. Эффективность такого подхода при реализации ЦПУ иллюстрируется на примере преобразователя [а. с. 798945 (СССР)], схема которого представлена на рис. 11.15.

Преобразователь содержит *СКВТ*, селектор квадранта *СК*, выходной регистр, формирователь старших разрядов кода *ФСРК* угла в квадранте, *ЦАП* рассогласования между углом в квадранте и его кодом, преобразователь кода в код *ПКК*, формирователь младших разрядов кода *ФМРК* угла в квадранте. Блок *ФСРК* содержит компараторы *К 1—7*, соединенные с их входами резисторы *R1* и *R2*, фазовые дискриминаторы *ФД 1—7*, формирователь опорных импульсов *ФОИ*, шифратор *Ш* (рис. 11.15,*б*).

Выходные напряжения *СКВТ* поступают на входы *СК*, который формирует два старших (в пределах полного оборота) разряда выходного кода

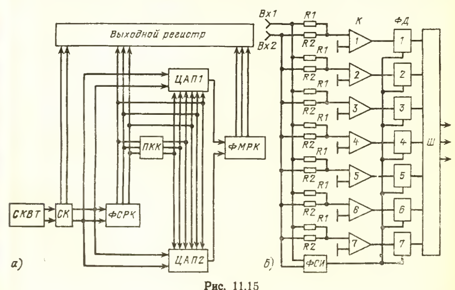


Рис. 11.15

квадранта. Селектор квадранта подключает обмотки *СКВТ* таким образом, чтобы его выходные напряжения соответствовали первому квадранту при любом угле θ. Преобразованию подвергается угол γ, представляющий угол θ, приведенный в первый октант. Значения кода квадранта записываются в выходной регистр, а напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла θ, поступают на входы *ФСРК*. На его выходе образуется двоичный код, который переписывается в выходной регистр и, кроме того, поступает на цифровые входы *ЦАП1* и *ЦАП2* рассогласования между углом и кодом, на аналоговые входы которых поступают напряжения с выходов *СК*.

Для работы *ЦПУ* с *ФКН* необходимо наличие на их цифровых входах прямого и дополнительного кодов. Для получения дополнительного кода служит *ПКК*.

На выходе *ЦАП1* формируется переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна синусу разности между кодируемым углом γ и эквивалентом *F*, соответствующим коду *ФСРК*. На выходе *ЦАП2* формируется косинусная составляющая разности ($\gamma-F$). Выходные напряжения преобразователей поступают на входы *ФМРК*, на его выходе образуется код угла $\gamma-F$, который переписывается в регистр и вместе с кодом угла *F* и кодом квадранта образует полный код угла *Ф*.

Блок *ФСРК* угла в квадранте содержит ряд компараторов. На рис. 11.15,*б* для примера изображена схема трехразрядного формирователя, число разрядов которого в общем случае равно 2^n-1, где n — число разрядов формирователя. Каждый компаратор одним входом соединен с общей шиной, а другим через резисторы *R1* и *R2* соединен с входными зажимами формирователя. На выходе каждого компаратора формируются импульсы, частота следования которых равна частоте напряжения питания датчика угла, а фаза зависит от соотношения сопротивлений резисторов и угла γ. Если выходные напряжения разнополярные, а отношение сопротивлений $R1/R2=\operatorname{tg}\gamma$, то входной ток компаратора

$$I_{\text{вх}}=\frac{U_2}{R_1}-\frac{U_1}{R_2}=\frac{U_{\text{п}}K\sin\gamma}{R_2\sin\gamma/\cos\gamma}-\frac{U_{\text{п}}K\cos\gamma}{R_2}=0,$$

где $U_2=U_{\text{п}}K\sin\gamma$ — напряжение на синусном входе ФСРК; $U_1=U_{\text{п}}K\cos\gamma$ — напряжение на косинусном входе ФСРК; $U_{\text{п}}$ — напряжение питания датчика угла; *К* — коэффициент его передачи.

Следовательно, в диапазонах углов $\operatorname{arctg}\dfrac{R_1}{R_2}>\gamma>0$ и $\operatorname{arctg}\dfrac{R_1}{R_2}<\gamma<90°$ полярности выходных импульсов компаратора противоположны. Каждый компаратор производит смену фазы выходных импульсов при угле, равном $90°\, i\cdot 2^{-n}$, где где i — порядковый номер компаратора.

Блок *ФСРК* содержит 2^n-1 логических *ФД*. Выход каждого компаратора соединен с первым входом логического *ФД*, имеющим одинаковый с компаратором порядковый номер. Вторые входы всех логических *ФД* объединены и подключены к выходу тех *ФД*, для которых $\gamma>\gamma_i$, т. е. тех *ФД*, где присутствует уровень логической единицы. При этом на выходах остальных *ФД* — уровень логического нуля. Тем самым осуществляется квантование кодируемого угла γ по уровню. Для формирования кода угла γ служит шифратор, на выходах которого получается требуемый код. Так как устройство работает на переменном токе, частота обновления информации на выходе *ФСРК* не превы-

шает удвоенной частоты напряжения, питающего датчик угла (один раз за полупериод несущей частоты датчика).

Цифровые преобразователи рассогласования между углом и кодом служат для выработки переменных напряжений, пропорциональных синусу и косинусу разности между кодируемым углом θ и выработанным в цифровом виде формирователем старших (в пределах квадранта) разрядов углом γ. Преобразователи рассогласования работают в соответствии с формулами

$$\sin(\gamma - F) = \sin\gamma\cos F - \sin F\cos\gamma, \quad \cos(\gamma - F) = \cos\gamma\cos F + \sin\gamma\sin F.$$

Функции $\sin\gamma$ и $\cos\gamma$ формируются датчиком угла в виде напряжений. Функция $\cos F = \sin\left(\frac{\pi}{2} - F\right)$ формируется аналогично функции $\sin F$ с той лишь разницей, что разрядные ключи замыкаются в соответствии со значениями разрядов дополнительного кода угла F, что равносильно заданию аргумента $\left(\frac{\pi}{2} - F\right)$.

Произведения $\sin\gamma\cos F$; $\cos\gamma\sin F$; $\cos\gamma\cos F$; $\sin\gamma\sin F$ формируются в виде сумм разрядных токов, поступающих с выходов разрядных ключей, управляемых прямым либо дополнительным кодом. Для получения разности произведений один из сомножителей ($\cos\gamma$ или $\sin\gamma$) предварительно инвертируется с помощью инвертора.

Таким образом, используя преобразователь рассогласования, получаем синусную и косинусную составляющие разностного угла $\gamma - F$, которые поступают на входы *ФМРК*. Структура *ФМРК* такая же, как и у *ФСРК*. Различие лишь в сопротивлениях резисторов, определяющих углы, при которых происходит смена фазы выходных импульсов компараторов.

Использование формирователей старших и младших разрядов кода и преобразователей рассогласования между углом и кодом существенно повышает быстродействие ЦПУ.

К недостаткам такого построения следует отнести его сложность и невозможность реализации на стандартных ИМС повышенной интеграции.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ЦИКЛИЧЕСКИЕ ЦПП С ФЦАП НА ОСНОВЕ ПЗУ

12.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С СИНУСНО-КОСИНУСНЫМ ПЗУ

Особый интерес представляют функциональные, структурные и схемотехнические особенности построения ЦПП сигналов СКВТ в двоичный код угла последовательного приближения [54]. В таком ЦПП использован традиционный метод преобразования [3], который заключается в формировании из сигналов СКВТ сигнала рассогласования по полному алгоритму $\sin\theta\cos\Phi - \cos\theta\sin\Phi = \sin(\theta - \Phi)$. Получаемое рассогласование сводится к нулю поразрядно по методу последовательных приближений.

В течение каждого периода опорного сигнала происходит один цикл преобразования, в котором последовательно формируются 12 разрядов выходного кода (рис. 12.1). После установления выходного сигнала *Конец счета* выход-

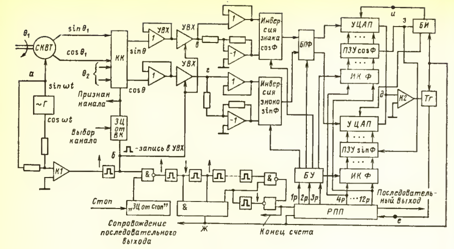
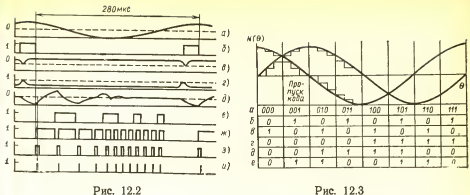


Рис. 12.1

ной код может быть выведен для обработки. В любой момент временн допускается изменение входного снгнала *Выбор канала,* при этом цикл преобразования не нарушается, а выходной сигнал *Признак канала* всегда соответствует действительному каналу, сигналы которого преобразуются в данном цикле. По мере формирования разрядов выходного кода они могут последовательно выводиться синхронно с импульсамн выходного сигнала *Сопровождение последовательного выхода.* По входному сигналу *Стоп* можно асинхронно прерывать последовательность циклов преобразования, при этом независнмо от момента подачи сигнала *Стоп* текущий цикл заканчивается, а останов происходит после того, как сформирован код.

Преобразователь характеризуется следующими особенностями построения: преобразованием переменных входных сигналов в постоянные с использованием устройств выборки — хранения *УВХ*; возможностью установки минимально необходимого времени формировання выходнюго кода 1-го (старшего), 2—4-го разрядов и группы 5—12-го разрядов; использованием постоянного запоминающего устройства *ПЗУ* с управляемыми инверторами входного кода для функционального преобразования кода угла в код его тригонометрнческой функции; распространением октантных функций на полный угол с использованием инверсии знака сомножителя, перемены функций и инверсии кода аргумента *ПЗУ*; синхронным импульсным питанием *ПЗУ* для уменьшения потребляемой мощности; синхронной записью кодов *ПЗУ* в регистры *ЦАП* и динамической синхронной записью разрядных кодов в регистр последовательного приближения *РПП* для выполнения помехозащищенности преобразователя.

Входящий в состав преобразователя генератор *Г* вырабатывает два выходных сигнала: $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$, первый из которых (рис. 12.2,*а*) используется для запитывания *СКВТ*, а оба вместе позволяют получить сигнал промежуточной фазы для формирования импульса запнси (рис. 12.2,*б*) в *УВХ*. Этой цели служат компаратор *К1* и одновибратор по фронту. Фронт импульса записи также разрешает смену канала преобразования (коммутатор каналов *КК*),



а	000	001	010	011	100	101	110	111
б	0	1	0	1	0	1	0	1
в	1	0	1	0	1	0	1	0
г	0	0	0	0	1	1	1	1
д	0	0	1	1	1	1	0	0
е	0	1	1	0	0	1	1	0

Рис. 12.2 Рис. 12.3

если к моменту его возникновения изменяется состояние входа *Выбор канала* (блока защиты цикла *ЗЦ* от *ВК*). На выходах *УВХ* формируются сигналы, пропорциональные $\sin\theta$ (рис. 12.2,*в*) и $\cos\theta$ (рис. 12.2,*г*), неизменные в течение всего цикла преобразования. Для установки нулевого смещения синусного и косинусного каналов *УВХ* предусмотрены регулировки смещения $\sin\theta$ и $\cos\theta$.

Четыре постоянных сигнала, соответствующих $\sin\theta$, $-\sin\theta$, $\cos\theta$ и $-\cos\theta$, поступают на аналоговые ключи, инвертирующие знак сигналов на аналоговых входах УЦАП и меняющих подключаемые входы местами (блок перемены функций *БПФ*). Равенство коэффициентов передачи *УЦАП* устанавливается соответствующей регулировкой.

Цифровой код Φ на входы *УЦАП* поступает через управляемые инверторы кода *ИКФ* и *ПЗУ* функций $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$ в пределах $0° \leqslant \Phi < 45°$. Сигналы управления инверсией кодов $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$, а также сигналы управления аналоговыми ключами инверсии знаков и перемены функций вырабатываются логическим блоком управления *БУ* по коду трех старших разрядов. Структура блока определяется таблицей истинности (рис. 12.3), которая в свою очередь следует из необходимости построить функции $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$ в пределах полного угла, используя указанные *ПЗУ* (в строке *а* рис. 12.3 указан код октанта). При этом замена прямого кода аргумента *ПЗУ* его поразрядным дополнением (инверсия кода) позволяет реализовать участки убывания $\sin\Phi$ и возрастания $\cos\Phi$ (строки *б* и *в* рис. 12.3 отражают порядок инверсии кодов $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$: 0 — нет инверсии, 1 — инверсия). Отрицательные значения сомножителя $\sin\Phi$ или $\cos\Phi$ заменяются инверсией знака сомножителей $\cos\theta$ или $\sin\theta$ (строки *г*, *д*). Требуемые участки функций подставляются в зависимости $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$ переменной подключаемых входов УЦАП (строка *е*).

На входе компаратора *К2* происходит суммирование произведений и формируется сигнал рассогласования $\sin(\theta-\Phi)$, который через триггер *Тг* поступает на информационный вход *РПП*. Цикл работы *РПП* состоит из 12 разрядных и одного вспомогательного тактов, задаваемых внешним (по отношению к *РПП*) генератором тактовых импульсов (на рис. 12.1 он образован одновибраторами и элементами И—НЕ).

По фронту положительного импульса каждого из разрядных тактов на параллельном выходе *РПП* формируется код, вызывающий сигнал рассогласо-

вания определенного значения (рис. 12.2,*д*). Логические сигналы, соответствующие знаку рассогласования, записываются в *РПП*, начиная со старшего разряда (рис. 12.2,*е*).

Тактовый генератор вырабатывает 12 положительных импульсов с короткими интервалами между ними (рис. 12.2,*ж*). Длительность импульсов определяется необходимым временем установления сигнала рассогласования, зависящим от ряда задержек, в частности связанных с инерционностью в цепи сигналов $\sin\theta$ и $\cos\theta$. Эти задержки в основном зависят от изменения сигналов *ОУ* (в данном случае — выходных токов), которые убывают с увеличением номера определяемого разряда. Поэтому для повышения быстродействия целесообразно уменьшать время определения разрядов (длительность тактовых импульсов) с увеличением номера разряда.

Используемый в преобразователе генератор тактовых импульсов позволяет выбрать минимально необходимую различную длительность импульсов для четырех старших разрядов и одинаковую для остальных. Каждый цикл начинается с окончанием импульса записи в *УВХ* запуском генератора тактовых импульсов и заканчивается выдачей из *РПП* сигнала *Конец счета*, останавливающего генератор, после чего цикл повторяется. Время между появлением сигнала *Конец счета* и передним фронтом импульса записи можно использовать для считывания данных из *РПП*.

Поскольку используемые в преобразователе *УЦАП* содержат входные регистры, оказалось возможным синхронно с импульсами подачи питающего напряжения на *ПЗУ* (рис. 12.2,*з*) от блока импульсов *БИ* записывать коды из *ПЗУ* в регистры *УЦАП* (рис. 12.2,*и*). Импульсы питающего напряжения (рис. 12.2,*з*) подаются на *ПЗУ* в начале каждого тактового импульса (рис. 12.2,*ж*). Через некоторый интервал времени, необходимый для устранения кода на выходе *ПЗУ*, вырабатывается синхроимпульс записи кода в регистры *УЦАП* (рис. 12.2,*и*), и код записывается, после чего питание *ПЗУ* прекращается до прихода следующего тактового импульса. Таким образом удалось снизить долю мощности потребления *ПЗУ* по отношению к общей мощности потребления пользователя с 80 до 10%.

Методика регулировки преобразователя сводится к установке нулевого смещения на входах инвертора знака $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$ при нулевых сигналах на входах *КК* и к обеспечению равенства коэффициентов передачи каналов синусного и косинусного *УЦАП*. Второе условие выполняется, если при подаче на входы инвертора знака $\sin\Phi$, $\cos\Phi$ одного постоянного напряжения, например +10 В, в точке суммирования выходных сигналов *УЦАП* напряжение равно нулю с наименьшей погрешностью для кодов 001, 011, 101, 111 на входе блока управления.

Для *КК*, инверторов знака $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$ и коммутатора функций в преобразователе использованы аналоговые ключи типа К590КН7; *УВХ* типа К1100К2; повторители и инверторы аналоговых сигналов построены на *ОУ* типа К153УД6 и резистивных матрицах 316НР1; *УЦАП* типа К572ПА2А; *ПЗУ* типа К505РЕ30068 ... 0071; компараторы типа К521САЗ; *РПП* типа К564ИР13. Все остальные микросхемы — логические серии К564 малой и средней степеней интеграции [34].

Длительности тактовых импульсов (рис. 12.2,*ж*) не требуют индивидуальной регулировки и могут устанавливаться выбором номиналов времязадающих элементов одновибраторов, используемых в генераторе тактовых импульсов для

формирования необходимой тактовой последовательности. Для формирования разрядных кодов преобразователя, построенного на перечисленных элементах, требуются тактовые импульсы, имеющие наименьшие длительности: *1р* и *2р*—35 мкс, *3р*—25 мкс, *4р*—10 мкс, *5р*—*12р*—12 мкс. Длительность интервалов между тактовыми импульсами 1 мкс. Длительность импульса питания *ПЗУ* (рис. 12.2,*з*) составляет 2 мкс. Длительность импульса записи в регистры *УЦАП* (рис. 12.2,*и*) равна 0,2 мкс. Начало импульса записи в регистры *УЦАП* запаздывает относительно начала импульса питания *ПЗУ* на 1,7 мкс.

Погрешность совпадения окончания импульса в *УВХ* с моментом достижения входными сигналами амплитудного значения может быть относительно большой (допустимо отклонение 1—5% периода). Поэтому длительность этого импульса задается выбором номиналов постоянных элементов. Изменение может потребоваться только при перестройке частоты генератора *Г* входного сигнала *СКВТ* (рис. 12.2,*а*).

Такой ЦПУ, выполненный на корпусных ИМС, позволил получить следующие характеристики (в нормальных условиях эксплуатации): информационную емкость (разрядность) 12 бит; число каналов 2; максимальную погрешность воспроизводства уровней квантования ±3′; полное время цикла преобразования 280 мкс; время формирования выходного кода 220 мкс; время сохранения кода для считывания 30 мкс; частоту встроенного генератора опорного сигнала 3570 Гц; амплитуду опорного сигнала (двойную) 21 В; диапазон амплитуд (двойных) входных сигналов 2—12 В; мощность потребления от источников питания ±15 В 1,3 Вт; +5 В — 0,18 Вт; выходной код с уровнями ТТЛ — прямой, параллельный или последовательный с сопровождающими синхроимпульсами; количество регулировок 3; габаритные размеры 150×100×50 мм (0,75 л).

В процессе налаживания и эксплуатации преобразователя (см. рис. 12.1) выявилась специфическая дополнительная погрешность, которая состоит в пропуске кода в четырех квадрантных точках 0°, 90°, 180° и 270°. Причина пропуска кода связана с использованием ПЗУ упомянутых типономиналов для функционального преобразования кодов. Одна из возможностей устранения указанных пропусков кода связана с применением модифицированных ПЗУ в дополнение к существующим. Такие ПЗУ должны содержать код, записанный с избытком, что получается сдвигом кодов аргументов вправо на единицу младшего разряда.

В стандартных ПЗУ серии К505РЕЗ код функции записан с недостатком, т. е. эквивалент значения кода всегда меньше математического значения функции, как показано на рис. 12.3. На границах октантов происходит инверсия кода аргумента ПЗУ для распространения зависимости, записанной в ПЗУ для первого октанта на остальные октанты. В квадрантных точках такая инверсия приводит к нарушению строгой монотонности смены кодов. Например, последний код аргумента функций cos *Φ* в первом квадранте 11 ... 1 сменяется первым кодом 00 ... 0 аргумента той же функции во втором квадранте, однако для ПЗУ в точке перехода происходит инверсия кода аргумента, в результате чего код аргумента, а следовательно, и код функции ПЗУ остаются неизменными.

Ниже показано, как устранить этот недостаток, применяя стандартные микросхемы ПЗУ в ФЦАП, предназначенные для использования в преобразователе угол — амплитуда — код, допускающем реализацию в интегральном исполнении (см. рис. 12.1).

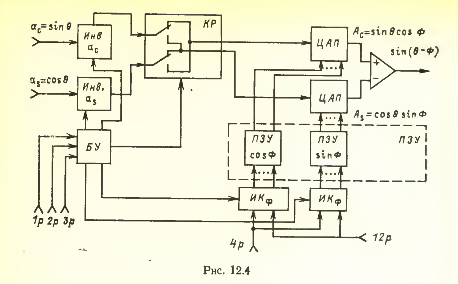


Рис. 12.4

Функциональная схема ФЦАП приведена на рис. 12.4 [62]. В качестве умножающих *ЦАП* в нем использованы микросхемы К572ПА2А, *ПЗУ* включает комплект микросхем К505РЕ30068—К505РЕ30071. Каждая из микросхем *ПЗУ* имеет организацию 512×8 и содержит часть 16-разрядного кода функции $\sin\Phi$ в пределах одного октанта: соответственно К505РЕ30068 и К505РЕ30069 *1р—8р* и *9р—16р*, $0° \leqslant \Phi \leqslant 45°$, а К505РЕ30070 и К505РЕ30071 *1р—8р* и *9р—16р*, $45° \leqslant \Phi \leqslant 90°$. Подачей логического нуля на вход *Выбор кристалла* (ВК) микросхемы можно отключать ее выход для магистральной передачи кодов. Коды функций в *ПЗУ* записаны таким образом, что соответствующее им значение всегда не больше истинного значения функции $\sin\Phi$ (рис. 12.5,*а*). Порядок распространения зависимости $\sin\Phi$ на III—VIII октанты и $\cos\Phi$ на I—VI октанты с использованием инверторов *Инв*, сигналов a_s и a_c, инверторов кода *ИК* угла Φ, коммутатора функций *Кр* и блока управления *БУ* (рис. 12.4) рассмотрен выше, при этом отмечено наличие инструментальной погрешности, связанной с нарушением строгой монотонности смены кода в квадрантных точках. Погрешность проявляется как в виде пропуска очередного кода в этих точках, так и в виде периодически накапливающейся ошибки, вызванной искажением формы зависимостей $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$ по их среднекодовому значению относительно математически точных функций. Поскольку код перемножается с аналоговым сигналом, указанную погрешность можно скомпенсировать как в аналоговой, так и цифровой форме, однако с точки зрения стабильности результата и технологичности предпочтителен цифровой способ компенсации, не требующий настройки.

Суть способа заключается в формировании зависимостей, скорректированных относительно исходных таким образом, что выполняются условия строгой монотонности смены кодов, а также постоянства и равенства 90° сдвига между взаимно соответствующими границами смены кодов $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$. Как следует из рис. 12.5,*а*, удовлетворить указанным условиям можно, смещая определенные участки зависимостей вправо и влево от исходных на единицу

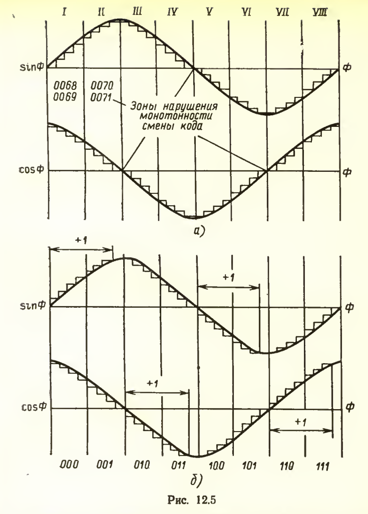


Рис. 12.5

МВР, что достигается вычитанием или суммированием единицы с кодом аргумента на определенных участках $\sin \Phi$ и $\cos \Phi$. Поскольку реализация суммирования кодов конструктивно несколько проще, далее рассмотрен именно этот случай.

На рис. 12.5,*б* представлены зависимости кодов $\sin \Phi$ и $\cos \Phi$, полученные суммированием единицы с кодом аргумента $\sin \Phi$ для кодов от 000 ... 00 до 001 ... 10 и от 100 ... 00 до 101 ... 10 и суммированием единицы с кодом аргумента $\sin \Phi$ для кодов от 010 ... 00 до 011 ... 10 и от 110 ... 00 до 111 ... 10. Зависимости удовлетворяют отмеченным условиям, поэтому периодическая ошибка, а также пропуск кода в ФЦАП отсутствуют. Постоянный сдвиг среднекодовых значений $\sin \Phi$ и $\cos \Phi$ на 1/2 МВР влево проявляется как постоянная составляющая погрешности во всем диапазоне преобразуемых углов и может быть скомпенсирована известными методами.

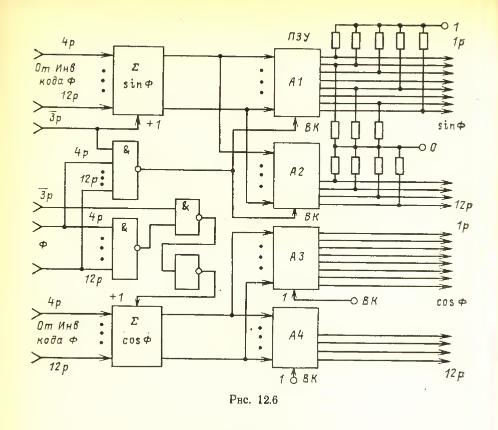


Рис. 12.6

На рис. 12.6 представлена функциональная схема ПЗУ на девять входных разрядов, реализующего описанный способ компенсации. Блок содержит сумматоры Σ кодов аргумента sin *Ф* и cos *Ф* с единицей, для которых использованы микросхемы К564ЛП2, К564ЛА7 и К564ЛН2; логические схемы И — НЕ отключения выхода *ПЗУ* для кодов аргумента sin *Ф* 0001 ... 11 и 1001 ... 11 и cos Ф 0101 ... 11 и 1101 ... 11 и отмены суммирования для кодов аргумента sin *Ф* 001 ... 11 и 101 ... 11 и cos *Ф* 011 ... 11 и 111 ... 11 на микросхемах К564ЛА8 и К564ЛА7 и комплект ПЗУ *А1—А4* К505РЕЗ (0068 ... 0071).

При поступлении на вход блока ПЗУ кодов 0001 ... 11, 0101 ... 11, 1001 ... 11 и 1101 ... 11 на выходах *А1* и *А2* должен установиться код, следующий за наибольшим кодом, записанным там фактически. Это код $Ф=45°$ — 101101010000, для формирования которого по входу *ВК* выходы *А1* и *А2* отключаются, а логические уровни на них определяются комбинацией резисторов (с номиналами по 10 кОм), соединяющих выходы с источником питания 5 В (логическая 1) или нулевой шиной (логический 0). При поступлении на вход блока *ПЗУ* кодов 001 ... 11, 011 ... 11, 101 ... 11 и 111 ... 11 отмечается суммирование единицы к аргументу в *А3* и *А4*, что приводит к повторению значения выходного кода, однако на этом участке изменения функции в пределах МВР выходного кода фактически нет, поэтому повторение кода допустимо.

Таким образом, инструментальная погрешность формирования на выходе ФЦАП сигнала $\sin(\theta-\Phi)$ определяется исключительно УЦАП, инверторами аналоговых сигналов a_s и a_c и коммутатором функций, а при правильном выборе и включении последних — только дифференциальной нелинейностью УЦАП.

12.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ТАНГЕНСНЫМ ПЗУ

Усложнение ФЦАП, связанное с введением дополнительных логических устройств для компенсации инструментальной погрешности нарушения строгой монотонности смены кода в квадрантных точках, приводит к необходимости исследования иных путей построения отсчетной части ЦПУ. В отличие от положения об обязательном перекодировании выходного кода в синусно-косинусные функции в пределах квадранта [3] более перспективным, на наш взгляд, является переход к тангенсному преобразованию в пределах октанта [52]. Помимо упрощения за счет уменьшения объема памяти это позволяет повысить разрешающую способность ЦПУ в 2 раза.

ЦПУ можно выполнить по схеме рис. 12.7, предусматривающей использование ПЗУ с тангенсной прошивкой. В ней получение кода октантов производится последовательно с получением кода внутри октанта, а схема определения октантов реализуется посредством парафазных усилителей *ПУ*, блоков ключей *БКл* и сравнения *БС* [а. с. 1034059 (СССР)].

Блок управления *БУ* формирует серию тактовых импульсов, которые обеспечивают последовательное включение ключей *Кл1*—*Кл8* и поразрядное переключение регистров *RG1* и *RG2*.

В первых трех тактах преобразования определяют октант, в котором расположен кодируемый угол. В первом такте включается ключ *Кл3*, который подключает синусное напряжение датчика в прямой фазе к блоку сравнения *БС*. Если при сравнении синусное напряжение имеет прямую фазу, то в старшем

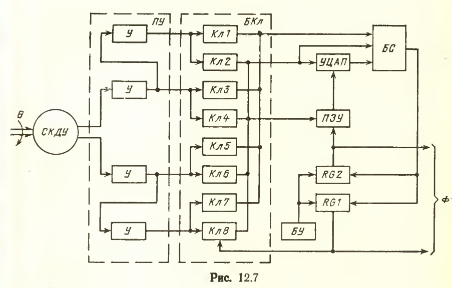


Рис. 12.7

разряде регистра $RG1$ формируется нулевое значение, если обратную, то единичное.

Во втором такте включают ключ *Кл7*, который подключает косинусное напряжение датчика в прямой фазе к *БС*, и определяют следующий разряд, который записывается в регистр $RG1$.

В третьем такте включают такую пару ключей, которая обеспечивает подключение к входам *БС* модулей синусного и косинусного напряжений. Необходимое сочетание ключей определяется анализом значений двух старших разрядов в регистре $RG1$. Результат сравнения записывается в третий разряд этого регистра. Таким образом, значение трех старших разрядов составляют код октанта преобразуемого угла.

Последующее преобразование, начиная с четвертого такта, выполняется путем поразрядного уравновешивания при последовательном переключении разрядов в регистре $RG2$, начиная со старшего разряда, в соответствии с зависимостью $\sin\theta=\cos\theta\,\mathrm{tg}\,\Phi$, где θ — преобразуемый угол поворота вала, а Φ — выходной код $RG2$.

Эта зависимость реализуется на участке, соответствующем первому октанту. Код $\mathrm{tg}\,\Phi$ формируется функциональным преобразователем из выходного кода Φ регистра $RG2$. Функциональный преобразователь выполнен на основе тангенсного *ПЗУ*. Блок *УЦАП* осуществляет операцию умножения косинусного напряжения, приложенного к его аналоговому входу, на код, пропорциональный $\mathrm{tg}\,\Phi$, подаваемый на его цифровые входы с выхода *ПЗУ*.

В результате поразрядного сравнения в *БС* синусного напряжения с напряжением, полученным на выходе *УЦАП*, в регистре $RG2$ формируется код, пропорциональный углу в пределах октанта. Полный код угла образуется из кода регистра $RG1$ (старшие разряды) и кода регистра $RG2$ (младшие разряды).

Недостатком построения ЦПП по схеме, представленной на рис. 12.7, является то, что он, обеспечивая преобразование сигналов СКДУ, не может работать с другими типами датчиков угла, например преобразующими угол поворота в линейное напряжение (резистивные и индукционные потенциометры, линейные вращающиеся трансформаторы).

С целью устранения этого недостатка предложена схема [а. с. 1096674 (СССР)], в которую дополнительно к предыдущей схеме введены преобразователь линейного напряжения *ПЛН*, источник опорного напряжения *ИОН*, коммутатор *Кр*, мультиплексор *МР* и задатчик режима работы *ЗРР* (рис. 12.8).

В первом режиме работы задатчик *ЗРР* через коммутатор *Кр* подключает выходы *СКВТ* к входам парафазных усилителей *ПУ*, а выходы *ПЗУ* — к входам *УЦАП*.

Преобразователь угла поворота вала в код работает в режиме функционального аналого-цифрового преобразования ФАЦП, реализуя зависимость

$$\sin\theta=\cos\theta\,\mathrm{tg}\,\Phi,$$

где θ — угол поворота синусно-косинусного датчика; Φ — выходной код регистра $RG2$.

Во втором режиме задатчика *ЗРР* мультиплексор *МР* подключает к управляющим входам *УЦАП* непосредственно выходы разрядов регистра $RG2$. В этом случае на один из входов парафазных усилителей *ПУ* подается напряжение с выхода ПЛН, а на второй — опорное напряжение от *ИОН*, и преобразователь работает в режиме линейного аналого-цифрового преобразования (ЛАЦП).

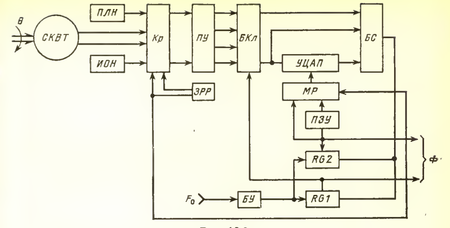


Рис. 12.8

Блок *БУ* формирует серию тактовых импульсов, которые обеспечивают последовательное включение ключей *Кл1*, *Кл3*, *Кл8* блока БКл (аналогичного *БКл* на схеме рис. 12.7) и поразрядное переключение регистров *RG1* и *RG2*.

Ключи *Кл2*, *Кл4*—*Кл7* работают только в режиме функционального преобразования *СКВТ* в код, а в режиме линейного аналого-цифрового преобразования не участвуют.

В первом такте преобразования знак входного напряжения определяется следующим образом. Включается ключ *Кл1*, который подключает входное напряжение с выхода *ПЛН* в прямой фазе к *БС*. Если при сравнении входное напряжение положительное, то в регистре *RG1* в старшем разряде формируется нулевое значение, если отрицательное — единичное.

Во втором такте включается ключ *Кл8*, который подключает опорное напряжение от *ИОН* в прямой фазе к *БС*, чем подтверждается положительное значение *ИОН*, и результат записывается в следующий разряд регистра *RG1*. В третьем также включается такая пара ключей *Кл1*, *Кл3* и *Кл8*, которая обеспечивает подключение ко входам *БС* модулей входного и опорного напряжений. Необходимая пара ключей определяется анализом значений двух старших разрядов в регистре *RG1*.

Последующее преобразование, начиная с четвертого такта, выполняется путем поразрядного уравновешивания при последовательном переключении разрядов в регистре, начиная со старшего разряда.

В основу работы преобразователя в режиме линейного *АЦП* положено использование зависимости $U_{\text{вых}}=U_{\text{оп}}\Phi(2^n-1)$, где $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение *ПЛН*; $U_{\text{оп}}$ — опорное напряжение; N — код регистра *RG2*; n — количество его разрядов.

В результате сравнения в *БС* выходного напряжения *ПЛН* с напряжением, получаемым на выходе *УЦАП*, в регистре *RG2* формируется код, пропорциональный выходному напряжению *ПЛН*. Полный код образуется из старшего разряда регистра *RG1* (знаковый разряд) и кода регистра *RG2* (младшие разряды). Таким образом, преобразователь может быть использован как в режиме

функционального преобразования сигналов СКВТ в код, так и в режиме линейного АЦП.

Рассмотренные варианты построения ЦПП с тангенсным ПЗУ (рис. 12.7 и 12.8) позволяют упростить отсчетную часть преобразователя за счет исключения компараторов и логических устройств формирования кода квадрантов [3] или октантов [22, 81]. Однако это упрощение достигается за счет снижения быстродействия ЦПП, недостатком которых следует считать и ограниченные функциональные возможности в части получения кодов тригонометрических функций преобразуемого угла при работе с СКДУ.

12.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С АРКТАНГЕНСНЫМ ПЗУ

Одним из важных направлений в совершенствовании ЦПП является расширение их функциональных возможностей за счет получения в отсчетной части не только кода угла, но и кодов тригонометрических функций этого угла [49]. Использование таких ЦПП в робототехнике при преобразовании координат экономит машинное время. Его затраты на функциональное преобразование самой микроЭВМ значительны. Так, например, в системе управления роботами «Универсал-15» и ПРЭМ-25 для исполнения только операции $\sin X$, $\cos X$ микроЭВМ «Электроника-60» требуется 4300 мкс, а $\operatorname{arctg} X$ — 3100 мкс [51], что ограничивает быстродействие системы.

Поэтому в системах, где требуется повышенное быстродействие при формировании цифровых эквивалентов кода угла и его составляющих, следует отдавать предпочтение тригонометрическому ЦПУ, в котором используется функциональный арктангенсный преобразователь [а. с. 1076935 (СССР)]. В этом случае на первом этапе осуществляется преобразование выходных сигналов СКВТ в код тангенса угла β (β — угол поворота *СКВТ*, приведенный в первый октант). Одновременно формирователь кода тангенса *ФКТ* осуществляет получение трех старших разрядов кода угла Φ (рис. 12.9).

На входы аналогового коммутатора *АК* и выявителя октантов *ВО* поступают через преобразователь *П* два сигнала постоянного тока, пропорциональные синусу и косинусу входного угла. Предварительное преобразование осуществляют либо отдельные демодуляторы каждого выхода *СКВТ*, либо пиковые детекторы типа выборка — память. Три старших разряда кода угла θ формируются из номера октанта. Путем сравнения выходных сигналов *СКВТ* между собой и с нулевым уровнем определяют номер октанта, в котором находится угол θ поворота вала *СКВТ*. Первым принят октант, в котором $\sin\theta>0$, $\cos\theta>0$, а $\sin\theta<$

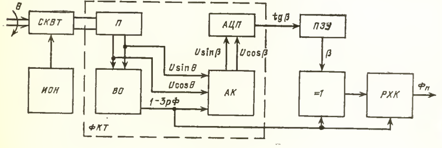


Рис. 12.9

$<\cos\theta$. Номер октанта возрастает против часовой стрелки. По известному номеру октанта определяют сигналы, пропорциональные синусу и косинусу угла θ, приведенного в первый октант, по выражениям

$$\sin\beta=|\sin\theta|,\ \cos\beta=|\cos\theta| \text{ — в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;}$$

$$\sin\beta=|\cos\theta|,\ \cos\beta=|\sin\theta| \text{ — во 2, 3, 6-м и 7-м октантах.}$$

Путем линейного аналого-цифрового преобразования определяют код тангенса угла β (рис. 12.9), при этом в качестве опорного сигнала в АЦП используется сигнал, пропорциональный $\cos\beta$, а в качестве измеряемого — $\sin\beta$. Быстродействие и точность такого ЦПУ определяются показателями *ФКТ*, на вход которого поступают сигналы от первичного датчика *СКВТ* или *СКДУ*.

Первичный синусно-косинусный датчик угла *СКДУ* включает *СКВТ* с обычной запиткой и последующим фазочувствительным выпрямлением либо с запиткой трапецеидальным или прямоугольным напряжением типа «меандр». Возможно использование функционального потенциометра с питанием постоянным напряжением.

Построение ФКТ на интегральных микросхемах представлено на рис. 12.10.

Напряжения постоянного тока, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота θ *СКДУ* $U_s=U\sin\theta$, $U_c=U\cos\theta$, поступают на входы блоков перемены знака *БПЗ*, имеющих идентичное построение и состоящих каждый из компаратора, инвертора напряжения и коммутатора. Напряжения U_s и U_c сравниваются на компараторах с нулевым уровнем напряжения. В результате на выходах *БПЗ* формируются логические сигналы $U_1^1=\text{sign}\sin\theta$, $U_2^1=\text{sign}\cos\theta$, соответствующие знакам синусного и косинусного напряжений. Нулевой уровень сигналов U_1^1 и U_2^1 соответствует положительному значению напряжений U_s и U_c. Коммутаторы *БПЗ* управляются по знаку функций, выявленному на компараторах. При нулевом уровне U_1^1 и U_2^1 обеспечивается прямая, а при единичном — инверсная передача напряжений U_s и U_c на выходы *БПЗ*. Тем самым на выходах *БПЗ* формируются модули напряжений U_s и U_c, т. е. $U_1^2=U|\sin\theta|$, $U_2^2=U|\cos\theta|$, а постоянство полного входного сопротивления блока, равного $R/2$, обеспечивает симметричную нагрузку выходов СКДУ.

Напряжения U_1^2 и U_2^2 сравниваются на компараторе в блоке перемены функций *БПФ*, в результате чего на его выходе формируется логический сигнал $U_3'=0$, если $U_1^2<U_2^2$, либо $U_3^1=1$, если $U_1^2\geqslant U_2^2$. Коммутатор *БПФ* управляется

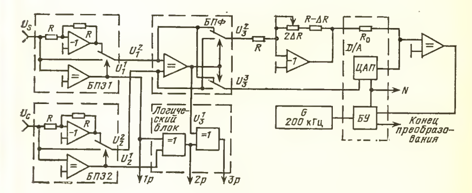


Рис. 12.10

сигналом U_3', чем обеспечивается формирование на выходах *БПФ* напряжений, приведенных в первый октант:

$$U_3^2 = \sin\beta = U|\sin\theta|, \quad U_3^3 = \cos\beta = U|\cos\theta|, \text{ если } U_3' = 0;$$

$$U_3^2 = \sin\beta = U|\cos\theta|, \quad U_3^3 = \cos\beta = U|\sin\theta|, \text{ если } U_3' = 1.$$

Напряжения $-\sin\beta$ и $-\cos\beta$ поступают на измерительный и опорный входы АЦП отношения напряжений в код последовательных приближений, состоящего из преобразователя код — ток, компаратора и генератора импульсов. В конце цикла АЦП, состоящего из n-разрядных и двух вспомогательных тактов, сигнал рассогласования на входе компаратора равен нулю, т. е.

$$\frac{\cos\beta \sum\limits_{i=0}^{n-1} 2^i Z_i}{2^n R_0} - \frac{\sin\beta}{R_0} = 0,$$

а на цифровом выходе АЦП формируется двоичный код N, пропорциональный тангенсу угла β, $N = \operatorname{tg}\beta$. Считывание кода с выхода АЦП осуществляется по сигналу *Конец преобразования*.

Старший (*1р*) разряд кода угла θ совпадает со значением сигнала U_1^1. Второй (*2р*) и третий (*3р*) разряды угла θ формируются в логическом блоке, осуществляющем преобразования $2p = U_1^1 \oplus U_2^1$, $3p = 2p \oplus U_3^1$.

Предложенное построение *ФКТ* дает возможность реализовать его полностью на аналоговых и цифровых схемах широкого применения. В качестве компараторов применены ИМС типа К521САЗ, коммутатора — ИМС типа К590КНЧ, инверторы напряжения построены на ОУ типа К153УД6, преобразователь код — ток реализован на БИС типа К572ПВ1, логический блок — на ИМС типа К564ЛП2. Блок *ФКТ* имеет два подстроечных элемента, которыми устанавливается единичный коэффициент преобразования в нуль шкалы АЦП.

Формирователь кода тангенса в нормальных условиях имеет следующие характеристики: информационную емкость 12 бит, максимальную приведенную погрешность воспроизведения уровней квантования 0,1 %, время преобразования 140 мкс, максимальную амплитуду входных сигналов ± 15 В, напряжения питания ± 15 В.

Блок *ФКТ* является одним из основных элементов, определяющих точность и производительность ряда циклических амплитудных преобразователей: тригонометрического, функционального и масштабирующего [63]. Поэтому целесообразно реализовать его в виде заказной БИС [68]. Ее построение предусматривает оптимизацию схемного решения с точки зрения как минимизации элементного состава, так и обеспечения максимальных возможностей такой интегральной микросхемы.

Из *ФКТ* (см. рис. 12.9) код $\operatorname{tg}\beta$ поступает на адресные входы постоянного запоминающего устройства *ПЗУ*, запрограммированного по закону арктангенса в диапазоне углов $0 - \pi/4$. *ПЗУ* осуществляет функциональное преобразование входной величины $\operatorname{arctg}(\operatorname{tg}\beta) = \beta$, т. е. формирует на выходе код угла β (рис. 12.11). Нулевому входному коду $\operatorname{tg}\beta$ соответствует нулевой код угла β, а максимальному входному коду $\operatorname{tg}\beta$ соответствует максимальный код угла β $M_{max} = 2^j - 1$, где j — разрядность ПЗУ. Код тангенса приведенного угла β поступает на адресные входы ПЗУ, которое используется в устройстве преобразования кода $\operatorname{tg}\beta$ в код параметра β, называемом цифровым функциональным

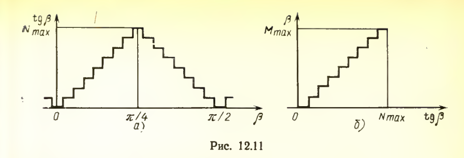


Рис. 12.11

преобразователем (ЦФП). Функциональная схема ЦФП приведена на рис. 12.12.

Преобразователь осуществляет преобразование двоичного кода, подаваемого на вход устройства, в цифровой двоичный код в соответствии с функцией $F(X) = \operatorname{arctg} X$.

В нашем случае $X = \operatorname{tg}\beta$ — входная величина, код которой поступает на вход ЦФП, причем это n-разрядный двоичный код ($n=10$). На выходе ЦФП получаем также цифровой код величины $F(X)$, т. е. угла θ, поскольку $F(X) = F(\operatorname{tg}\beta) = \operatorname{arctg}(\operatorname{tg}\beta) = \beta$. Количество разрядов в выходном коде $m=10$. Число разрядов во входном и выходном кодах обеспечивают необходимые точности представления непрерывных величин β и tg β дискретными квантовыми уровнями. Из сказанного ясно, что имеем $K_{\operatorname{tg}\beta} = 2^n = 2^{10} = 1024$ уровня tg β (числовые значения на отрезке [0,1]); $K_\beta = 2^m = 2^{10} = 1024$ уровня β (числовые значения на отрезке [0,45°]).

Поскольку в отдельно взятое ПЗУ можно записывать 8-разрядные слова (кодовые комбинации), для получения 10-разрядного выходного кода β необходимо минимум три ПЗУ БИС К505РЕ3. Тогда в *ПЗУ1* (рис. 12.12) запишутся

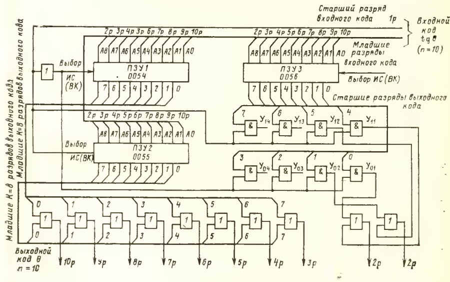


Рис. 12.12

512 кодовых слов по 8 разрядов каждое, причем это будут 8 младших разрядов выходного кода β, аналогично в *ПЗУ2* запишутся 512 кодовых 8-разрядных слов, и в итоге будем иметь 1024 значения угла β.

Оставшиеся два старших разряда выходного кода β записаны в *ПЗУ3*. Размещение этих двух разрядов в ячейках *ПЗУ3* осуществляется следующим образом. На выходах *0* и *1* записывается 512 кодовых 2-разрядных слов, соответствующих кодовым словам в *ПЗУ1*, т. е. совмещением этих слов получаем выходной 10-разрядный код угла β, а на выходах *2* и *3* дублируем кодовые слова выходов *0* и *1*. Такое дублирование разрядов позволяет в случае некачественной прошивки разрядов на выходах *0* и *1* пользоваться выходами *2* и *3* и наоборот. Аналогично на выходах *4* и *5* записаны остальные 512 кодовых 2-разрядных слов (старшие разряды), соответствующих кодовым словам в *ПЗУ2*, причем также осуществляется дублирование кодовых слов.

Дублирование старших разрядов выходного кода возможно вследствие наличия свободных ячеек в *ПЗУ3*, использование которых в данном конкретном случае для записи какой-либо другой информации не представляется возможным. Как видно из рис. 12.12, считывание кода β из *ПЗУ* осуществляется подачей на адресные шины А0—А8 девяти младших разрядов входного кода tg β, а выбор этого *ПЗУ* — подачей на шину *Выбор ИС* старшего разряда входного кода tg β (или же его инверсии). Дополнительно можно отметить, что считывание информации с *ПЗУ* происходит через схемы и $У_{01}$—$У_{04}$, и $У_{11} \ldots У_{14}$.

Схема реализуется на трех БИС К505РЕ3 0054—0056, в которых прошиты значения кодов, соответствующие *ПЗУ1—ПЗУ3* на рис. 12.12. Такой ЦФП обеспечивает преобразование входного 10-разрядного кода tg β в 10-разрядный двоичный код угла β.

В том случае, когда разрядность выходного кода *Ф ЦПУ* составляет 11 бит, что соответствует разрядности приведенного угла β 8 бит, *ЦФП* может быть реализован на одной БИС К505РЕ30053. Последняя имеет прошивку, обеспечивающую преобразование 9-разрядного входного двоичного кода tg β в 8-разрядный двоичный код угла β.

Следует отметить, что в этом случае объем памяти *ПЗУ* сокращается в 2 раза по сравнению с вариантом *ЦПУ*, предусматривающим использование *ПЗУ* с синусно-косинусной прошивкой, например К505РЕ30051 и 0052, и обеспечивающим одинаковую разрядность выходного кода *ЦПУ*.

Код угла β поступает на вход схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, другой вход которой управляется младшим разрядом кода октантов. Таким образом, в нечетных октантах, когда младший разряд кода октантов равен нулю, на выход схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ проходит прямой код угла β, а в четных октантах, когда младший разряд кода октантов равен единице, на выходе этой схемы формируется инверсный код угла β, дополняющий угол β до π/4, т. е. равный (π/4—β). С выхода схемы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ код угла β или (π/4—β) подается на один вход регистра хранения кода *РХК* (см. рис. 12.9), на другой вход которого от *ФКТ* с *ВО* поступает код октантов. В результате суммирования кодов на выходе *РХК* формируется код угла *Ф* [а. с. 1076935 (СССР)].

В отличие от преобразователя [а. с. 826385 (СССР)], обладающего сопоставимым быстродействием и реализующим для вычисления угла приближенную зависимость

$$\sin\beta \approx \theta[k\cos\beta + (1-k)\theta\sin\beta],$$

этот вариант преобразователя не имеет методической составляющей ошибки. Более чем двукратное повышение точности преобразования достигается при одновременном упрощении его схемного построения. Снижение инструментальной составляющей ошибки за счет исключения дополнительного преобразователя код — напряжение дает увеличение точности не менее чем в 2 раза, а исключение методической составляющей ошибки позволяет еще более повысить точность ЦПП.

С точки зрения упрощения наиболее существенным следует считать исключение высокоточного резистивного делителя с нестандартным соотношением плеч, требующего специальной разработки и прецизионной подгонки при изготовлении. Построение ЦПУ (рис. 12.9) предусматривает применение только стандартных интегральных микросхем, что снижает его стоимость. Существенным преимуществом такого построения является его реализуемость на стандартной элементной базе без применения дополнительных корректирующих логических устройств ПЗУ [62], что ведет к упрощению устройства и повышению технологичности его изготовления в виде набора БИС.

Немаловажным фактором является и экономия емкости ПЗУ, которая при одинаковой разрядности выходного кода ЦПУ составляет не менее 25 % по сравнению с вариантом синусно-косинусного ФЦАП. Это в сочетании с дублированием части разрядов повышает надежность и технологичность устройства. При импульсной запитке ПЗУ [54] снижается потребляемая мощность, что способствует реализации устройства в виде модуля на основе гибридной или интегральной технологии.

Быстродействие этого ЦПУ близко к 10^4 преобразований в секунду и определяется скоростью работы АЦП. Повышению быстродействия последних в настоящее время уделяется большое внимание, поэтому в ближайшем будущем реально достижимо увеличение их скорости работы на порядок. Дальнейшее повышение быстродействия достигается в параллельных АЦП, иногда называемых блиц-преобразователями [61]. Приборы этого типа выполняют операцию преобразования всего за два цикла и поэтому превосходят по быстродействию АЦП последовательного приближения.

Прогресс в сфере ИМС преобразователей информации обусловлен совершенствованием технологических процессов и разработкой новых схемотехнических решений. Создание интегральных приборов, работающих с высокими скоростью и разрешающей способностью, дает ряд преимуществ, среди которых уменьшение стоимости изделий и расширение их функциональных возможностей.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ
СЛЕДЯЩИЕ ЦПП

13.1. УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ И КОМПЕНСАЦИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПЕРВИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

С точки зрения повышения быстродействия отсчетной части амплитудных ЦПП в установившемся режиме представляют интерес принципы построения амплитудных следящих преобразователей. В отличие от циклических ЦПП следящие преобразователи (СП) имеют переменную частоту квантования сигнала

рассогласования по временн. Это достнгается введеинем в состав СП преобразователя напряжеиие — частота (ПНЧ), который осуществляет преобразование иапряжеиия рассогласования в последовательный уиитариый код.

На рис. 13.1 представлена функциоиальная схема одиого из вариаитов построеиия такого СП [а. с. 691909 (СССР)].

Рассмотрим принцип его действия.

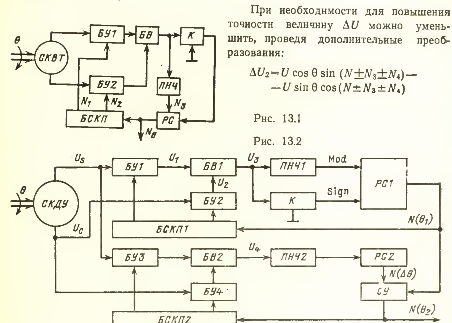
При повороте вала *СКВТ* на иекоторый угол θ в выходных обмотках его вырабатываются напряжеиия, амплитуда которых пропорциональна синусу и косинусу угла поворота вала. Напряжение $U\cos\theta$ с косииусной обмотки *СКВТ* умиожается блоком умножеиия *БУ1* на цифровой код N_1, подаваемый с синусного выхода блока синусно-косинусного преобразовання *БСКП*, а напряженне $U\sin\theta$ с сииусной обмотки — блоком *БУ2* на код N_2 с косинусного выхода *БСКП*. Выходные напряжения *БУ1* и *БУ2* вычитаются в блоке вычнтания *БВ*, иа выходе которого получается иапряжеиие

$$\Delta U = U\cos\theta N_1 - U\sin\theta N_2,$$

где N_1 н N_2 — выходные коды *БСКП*, причем $N_1=\sin N$, а $N_2=\cos N$ (N — нсходиый код счетчика). Таким образом, после первого преобразования на выходе блока *БВ* получается иапряжение ΔU. Компаратор *К* анализирует знак ΔU, а *ПНЧ* преобразует амплнтуду напряжения ΔU в чнсло импульсов N_3, которое в зависнмости от логического сигнала с компаратора *К* суммируется илн вычитается в реверсивиом счетчике *РС* с нсходным кодом *N*. После преобразования иа выходе *БВ* нмеем

$$\Delta U_1 = U\cos\theta\sin(N\pm N_3) - U\sin\theta\cos(N\pm N_3),$$

причем $|\Delta U| \gg |\Delta U_1|$.



При иеобходнмости для повышения точиостн велнчнну ΔU можно уменьшить, проведя дополнительные преобразования:

$$\Delta U_2 = U\cos\theta\sin(N\pm N_3\pm N_4) - U\sin\theta\cos(N\pm N_3\pm N_4)$$

Рнс. 13.1

Рис. 13.2

и т. д. до момента достижения заданной точности, когда

$$U \cos \theta \sin N_1 = U \sin \theta \cos N_1.$$

Следует отметить, что несмотря на необходимость нескольких циклов преобразования рассмотренный СП имеет существенный выигрыш по быстродействию в установившемся режиме перед циклическим ЦПУ за счет переменного шага квантования, что улучшает динамические характеристики преобразователя.

Недостатком такого преобразователя являются низкие динамические показатели в переходных режимах и связанные с этим значительные погрешности при изменении угла поворота выходного вала θ с большими угловыми скоростями и ускорениями.

Для повышения динамической точности можно использовать схему, которая представлена на рис. 13.2 [а. с. 1088044 (СССР)].

В отличие от предыдущей схемы отсчетная часть ЦПУ содержит дополнительный контур формирования сигнала рассогласования, обеспечивающий снижение динамической ошибки в переходных режимах. Преобразователь работает следующим образом.

СКДУ вырабатывает на выходе два напряжения:

$$U_c(t) = U_m \cos \theta \sin \omega t; \ \ U_s(t) = U_m \sin \theta \sin \omega t.$$

Напряжения $U_s(t)$ и $U_c(t)$ проходят через блоки умножения *БУ1* и *БУ3*, коэффициенты которых устанавливаются кодами, поступающими с *БСКП1* и пропорциональными синусу и косинусу выходного кода *РС*. Напряжения на входе *БВ1* имеют вид

$$U_1(t) = U_m \cos \theta \sin N_1 \sin \omega t;$$

$$U_2(t) = U_m \sin \theta \cos N_1 \sin \omega t.$$

Блок *БВ1* суммирует напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$ с изменением знака одного из них. Напряжение на выходе *БВ1*

$$U_3(t) = U_m \sin (\theta - N_1) \sin \omega t$$

преобразуется в частоту импульсов *ПНЧ1*, а компаратор *К* выделяет знак напряжения $U_3(t)$. Поступая на *РС1*, выходные импульсы изменяют его код N_1, сводя рассогласование $\theta - N_1$ между углом θ и его кодовым эквивалентом N_1 к нулю. В установившемся состоянии $\theta = N_1$, т. е. достигается соответствие кода N_1 входному углу θ.

Аналогичным образом работает корректирующая следящая система, образованная *СКДУ*, *БУ3*, *БУ4*, *БСКП2*, *БВ2*, *ПНЧ2*, *РС2* и цифровым суммирующим устройством *СУ*, с тем отличием, что на входы *БСКП2* поступает с выхода *СУ* код, равный сумме кодов *РС1* и *РС2*; $N_\Sigma = N_1 + \Delta N$. В установившемся состоянии $\theta = N_1 = N_\Sigma$.

При вращении вала датчика с постоянной частотой Ω основная система преобразует угол θ в код N_1 с ошибкой, пропорциональной частоте входного вала (ошибка слежения) $\Delta N = \Omega K_0^{-1}$, где K_0 — коэффициент усиления разомкнутого контура основной системы.

Режим слежения корректирующей системы также обеспечивается *ПНЧ1* основной системы за счет ввода кода с угловым эквивалентом $N_1 = \theta - \Delta N_1$ в *СУ*. Напряжение рассогласования на выходе *БВ2* $U_4(t) = U_m \sin \Delta N_1 \sin \omega t$ изменяет код *РС2* таким образом, чтобы свести напряжение рассогласования U_4 к нулю.

При этом ошибка преобразователя равна нулю, а код *СУ* точно соответствует угловому положению вала. Такой преобразователь не имеет динамической ошибки при движении вала с постоянной скоростью.

При более сложном движении вала датчика, например по закону $\Omega(t)=\Omega t^2/2$, динамическая ошибка такого преобразователя имеет постоянную величину $\Delta N_2=\dot{\Omega}(K_0K_к)^{-1}$, т. е. обратно пропорциональна произведению коэффициентов усиления основной K_0 и корректирующей $K_к$ электронных следящих систем.

При движении вала с постоянным ускорением $\dot{\Omega}=30°/C^2$ ошибка преобразователя (рис. 13.2) $\Delta N_2=(\dot{\Omega}t+\dot{\Omega}+T)K^{-1}$ растет пропорционально времени с достаточно большой скоростью и уже через 1 с после начала движения достигает 108″ при $K_0=1000$ 1/с. Погрешность рассматриваемого преобразователя в таком режиме неизменна во времени и при $K_0=K_к=1000$ 1/с не превышает 0,1″.

Таким образом, преобразователь (рис. 13.2) имеет существенно бо́льшую точность преобразования в код изменяющегося во времени углового положения вала по сравнению со схемой (рис. 13.1).

Вторым недостатком схемы рис. 13.1 является низкая точность, обусловленная неравенством коэффициентов передачи и неортогональностью обмоток *СКДУ*. Путем введения дополнительных элементов и их соответствующего включения (рис. 13.3) удается компенсировать ошибку ЦПУ [а. с. 980112 (СССР)].

Преобразователь работает следующим образом.

Генератор *Г* вырабатывает переменное напряжение $\dot{U}_1$ возбуждения первого входа *СКДУ* с частотой f_1. На второй вход поступает напряжение $\dot{U}_2$ с выхода делителя *ДЧ*, частота которого f_2 в четное число раз меньше частоты f_1 генератора *Г*. Выходные напряжения *СКДУ* равны $\dot{U}_3=\dot{U}_1\cos\theta-\dot{U}_2\sin\theta$; $\dot{U}_4=\dot{U}_1\sin\theta+\dot{U}_2\cos\theta$.

Выходные напряжения *СКДУ* через модуляторы *М1* и *М2* поступают на входы *СУ1*, а через *М3* и *М4* — на входы *СУ2*. Модуляторы *М1* и *М4* осуществляют перемножение напряжений $\dot{U}_3$ и $\dot{U}_4$ на величину, пропорциональную коду $\sin\Phi$, поступающему с выхода блока преобразования кода угла *БПКУ1*, а модуляторы *М2* и *М3* перемножают напряжения $\dot{U}_3$ и $\dot{U}_4$ на величину, пропорциональную выходному коду $\cos\Phi$ блока *БПКУ2*. При этом Φ является выходным кодом реверсивного счетчика *РС*.

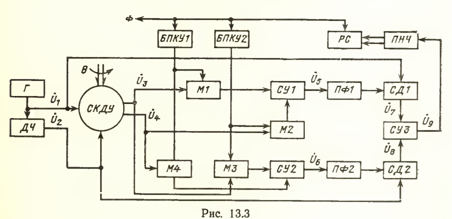


Рис. 13.3

На выходе *СУ1* и *СУ2* напряжения $\dot{U}_5$ и $\dot{U}_6$ описываются следующими выражениями:

$$\dot{U}_5=\dot{U}_1\sin(\theta-\Phi)+\dot{U}_2\cos(\theta-\Phi);$$

$$\dot{U}_6=\dot{U}_1\cos(\theta-\Phi)-\dot{U}_2\sin(\theta-\Phi).$$

Полосовой фильтр *ПФ1* пропускает составляющую $\dot{U}_5$ с частотой f_1 и подавляет составляющую с частотой f_2. Фильтр *ПФ2* пропускает составляющую $\dot{U}_6$ с частотой f_2 и не пропускает составляющую с частотой f_1.

Синхронные детекторы *СД1* и *СД2* осуществляют фазочувствительное выпрямление выходных напряжений *ПФ*. Напряжение на выходе *СУ3*, пропорциональное $2\sin(\theta-\Phi)$, управляет частотой преобразователя напряжение — частота *ПНЧ*. Выходные импульсы *ПНЧ* изменяют код *РС*, т. е. числовой эквивалент угла Φ, так, чтобы сделать входное напряжение *ПНЧ* равным нулю.

Выходные напряжения $\dot{U}_7$ и $\dot{U}_8$ *СД1* и *СД2* с учетом неравенства коэффициента передачи δk и неортогональности обмоток $\Delta\varphi$ *СКДУ* определяются следующими выражениями:

$$\dot{U}_7=\dot{U}_1k_1\left[\sin(\theta-\Phi)+\frac{\Delta\varphi}{2}\cos(\theta-\Phi)-\frac{\delta k}{2}\sin(\theta+\Phi)-\right.$$
$$\left.-\frac{\delta k}{2}\,\frac{\Delta\varphi}{2}\cos(\theta-\Phi)\right];$$

$$\dot{U}_8=\dot{U}_2k_2\left[-\sin(\theta-\Phi)+\frac{\Delta\varphi}{2}\cos(\theta-\Phi)-\frac{\delta k}{2}\sin(\theta+\Phi)+\right.$$
$$\left.+\frac{\delta k}{2}\,\frac{\Delta\varphi}{2}\cos(\theta+\Phi)\right],$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты передачи основного и дополнительного каналов преобразования, включающих *СКДУ*, модуляторы, сумматоры и синхронные детекторы.

Выходное напряжение *СУ3* определяется разностью $\dot{U}_7$ и $\dot{U}_8$:

$$U_9=\dot{U}_7-\dot{U}_8=(\dot{U}_1k_1+\dot{U}_2k_2)\left[\sin(\theta-\Phi)-\frac{\delta k}{2}\,\frac{\Delta\varphi}{2}\cos(\theta-\Phi)\right]+$$
$$+(\dot{U}_1k_1-U_2k_2)\left[\frac{\Delta\varphi}{2}\cos(\theta+\Phi)-\frac{\delta k}{2}\sin(\theta+\Phi)\right].$$

В установившемся состоянии $\dot{U}_9=0$ и импульсы на выходе *ПНЧ* отсутствуют. Установившееся состояние достигается при $\theta=\Phi-\Delta\Phi$, где с точностью до величины второго порядка малости ошибка преобразователя составит

$$\Delta\Phi=\Phi-\theta=\frac{\dot{U}_1k_1-\dot{U}_2k_2}{\dot{U}_1k_1+\dot{U}_2k_2}\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\cos 2\theta-\frac{\delta k}{2}\sin 2\theta\right).$$

Из этого выражения следует, что ошибка преобразования угла θ в код Φ, обусловленная неравенством коэффициентов передачи δk и пространственной неортогональностью $\Delta\varphi$ обмоток *СКДУ*, у рассмотренного преобразователя в $(\dot{U}_1k_1+\dot{U}_2k_2)(\dot{U}_1k_1-\dot{U}_2k_2)^{-1}$ раз меньше, чем у ЦП по схеме рис. 13.1

13.2. СЛЕДЯЩИЙ ЦПУ КАК ЗАМКНУТАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

По сравнению с описанными циклическими ЦПУ на основе функциональных генераторов (см. гл. 11) в следящих ЦПУ выявители рассогласования более

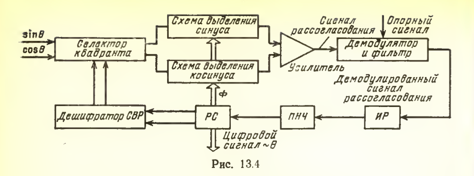


Рис. 13.4

сложны. В то же время операция определения демодулированного сигнала рассогласования, пропорционального sin (θ—Ф), почти аналогична. Как показано на рис. 13.4, сигнал рассогласования поступает на интегратор *ИР*. Напряжение на его выходе представляет собой интеграл по времени от этого сигнала. Выходной сигнал *ИР* управляет *ПНЧ* [3]. Последний формирует последовательность импульсов, частота которых пропорциональна напряжению на выходе *ИР*.

Сигнал рассогласования используется для управления реверсивным счетчиком *РС*, накапливающим выходные импульсы *ПНЧ*, которые в зависимости от знака сигнала рассогласования поступают на входы прямого и обратного счета этого *РС*.

Таким образом, отсчетное устройство следящего ЦПУ в целом может быть представлено в виде системы регулирования с обратной связью, содержащей два интегратора в прямой цепи. Если использовать терминологию теории автоматического регулирования, такие системы классифицируются как следящие системы с астатизмом второго порядка (рис. 13.5). Этот момент важно отметить прежде всего в связи с особенностями подобных следящих систем.

Функциональная схема системы представлена на рис. 13.6.

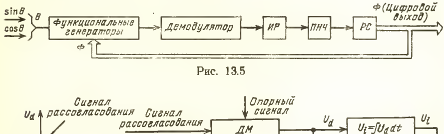


Рис. 13.5

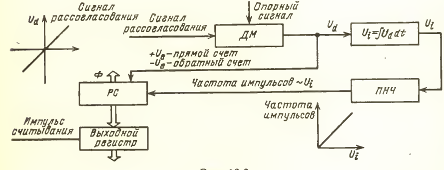


Рис. 13.6

Создаваемый функциональными генераторами сигнал рассогласования используется для изменения содержимого счетчика *РС*. Сигнал рассогласования постоянного тока образуется после демодуляции и сглаживания. Его полярность положительна, если θ больше Φ, и отрицательна, если θ меньше Φ. Выходной сигнал демодулятора *ДМ* подается на счетчик *РС* и определяет направление счета — на суммирование ($\theta>\Phi$) либо на вычитание ($\theta<\Phi$). Сигнал рассогласования постоянного тока подается на интегратор, формирующий напряжение, пропорциональное интегралу по времени от U_i. Оно поступает на *ПНЧ*, частота импульсов на выходе которого прямо пропорциональна U_i. В счетчике эти импульсы суммируются или вычитаются до тех пор, пока сигнал рассогласования не снизится до нуля, когда $\theta=\Phi$. При постоянном рассогласовании частота импульсов растет, поскольку интеграл от сигнала рассогласования по времени U_i (U_d) возрастает.

Рассмотрим случай вращения ротора, СКВТ с постоянной угловой скоростью. При любом рассогласовании ($\theta-\Phi$) в системе значение U_i растет со временем. Это происходит до тех пор, пока частота импульсов не станет достаточной для поддержания изменений Φ практически равными изменениям θ. При этом скорость кодирования вращения сохраняется постоянной. Таким образом, цифровой эквивалент Φ на выходе будет повторять входной сигнал θ. При этом скорость изменения θ не должна превышать эквивалентной максимально возможной для ПНЧ частоты следования импульсов.

Погрешности возрастают в периоды ускорений и замедлений — при пусках, остановках и изменениях скорости. Минимальное время, за которое система может начать вырабатывать точный выходной сигнал при максимальной позиционной погрешности 180°, также определяется частотой на выходе ПНЧ.

Введение фазочувствительного демодулятора позволяет уменьшить влияние квадратурных составляющих выходного сигнала сельсина или СКВТ. Эти составляющие заметно возрастают при вращении ротора, поскольку в этом случае электромашинный преобразователь функционирует как генератор. Тогда уровень квадратурных составляющих при больших скоростях вращения может оказаться опасно высоким по сравнению с напряжениями полезных сигналов. Следовательно, в точных высокоскоростных системах влияние квадратурных сигналов нужно снижать. Этого можно достичь тщательной отработкой схемы демодулятора.

Влияние отдельных составляющих на показатель ЦПУ рассмотрим на примере преобразователя [64], параметры которого соответствуют современным требованиям к устройствам этого класса [39].

Система автоматического регулирования (САР) — наиболее важная часть преобразователя. Применение в ней высококачественного функционального преобразователя на основе управляющего трансформатора дало возможность получить более плавную и точную выходную реакцию. Как видно из рис. 13.7, система регулирования преобразователя [64] подобна применяемым в других следящих преобразователях. Выходом системы является цифровой эквивалент угла Φ, содержащийся в реверсивном счетчике. Информация об угле θ сельсина или СКВТ заключена в двух составляющих: $\sin\theta\cos\omega t$ и $\cos\theta\cos\omega t$.

В узле суммирования основного контура регулирования находится управляющий трансформатор, сигнал с выхода которого может быть выражен как $\sin(\theta-\Phi)\cos\omega t$. Сигнал рассогласования $\sin(\theta-\Phi)$, модулированный опорной несущей $\cos\omega t$, характеризует разность между цифровым эквивалентом угла Φ

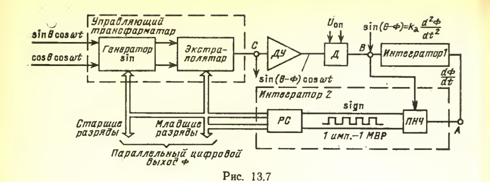


Рис. 13.7

в счетчике и измеряемым углом θ. В точке B схемы несущая $\cos\omega t$ удалена демодулятором.

Главный контур регулирования содержит два последовательно включенных каскада интегрирования: аналоговый интегратор и следующий за ним цифровой. Преобразователь напряжение — частота генерирует импульсы, частота которых пропорциональна напряжению в точке A, и каждый импульс изменяет содержимое счетчка на единицу младшего (по весу) разряда МВР. Поскольку цифровой угол равен произведению частоты на время, он является интегралом напряжения в точке A. Из-за наличия в контуре двух интеграторов *САР* является системой с астатизмом второго порядка.

Характеристики такой системы, касающиеся точности регулирования, могут быть получены в результате анализа основного уравнения системы. Уравнение может быть выведено при рассмотрении поведения напряжения в точке B (рис. 13.7). Выходное напряжение демодулятора в точке B $\sin(\theta-\Phi)=k_a\ddot{\Phi}$, где k_a — коэффициент пропорциональности. Это уравнение описывает динамическое поведение системы. Так, если выходная реакция постоянна, то $\Phi=\text{const}$, $\dot{\Phi}=0$, $\theta=\Phi$. Выходной угол поэтому равен входному. Если постоянна скорость изменения выходного угла $\dot{\Phi}=\text{const}$, то $\ddot{\Phi}=0$, $\theta=\Phi$, $\dot{\theta}=\dot{\Phi}$. Это означает, что угол отслеживается без отставания. В установившемся состоянии скорость изменения угла на входе равна скорости на выходе, если не превышена максимальная рабочая частота *ПНЧ*.

Если постоянно ускорение изменения на входе, то $k_a\ddot{\Phi}=\text{const}=\sin(\theta-\Phi)$. Дифференцирование показывает, что $\dot{\theta}=\dot{\Phi}$ и $\ddot{\theta}=\ddot{\Phi}$. Таким образом, скорость и ускорение изменений на выходе равны скорости и ускорению на входе. Кроме того, наблюдается конечное отставание θ относительно Φ. При небольших ускорениях, когда $\sin(\theta-\Phi)=\theta-\Phi$, отставание равно $k_a\ddot{\Phi}$.

Переходная характеристика системы регулирования показана на рис. 13.8. За исключением отставания или опережения в интервалы времени с ускорением выходная реакция всегда равна входному воздействию. САР должна быть устойчивой и обеспечивать оптимальный переходный процесс на выходе при заданных входных воздействиях.

Для количественной оценки того, насколько быстро ЦПУ может отслеживать угловую скорость, вводится понятие динамической точности [57]. В следящем преобразователе она определяется константой скорости k_v, показыва-

ющей, насколько выход преобразователя должен запаздывать относительно его входа для того, чтобы генерируемое напряжение рассогласования было достаточно большим и могло восприниматься суммирующим усилителем. Константа скорости определяется отношением $k_v = \dot{\theta}/\alpha$, где α — угол запаздывания и $\dot{\theta}$ — угловая скорость вала. В связи с тем, что в современных следящих ЦПУ можно получить K_v, достигающие $1\cdot10^5$, даже для высоких $\dot{\theta}$ ($\approx$10 000 °/с) точность преобразователя в основном зависит от точности ФЦАП и переходных характеристик системы.

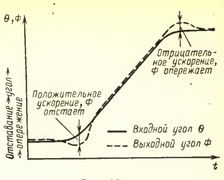


Рис. 13.8

Большинство современных однотсчетных следящих преобразователей имеют погрешность на уровне 12-го разряда, т. е. 5,3′. Половина этого значения приходится обычно на управляющий трансформатор или другой ФЦАП. Незначительное влияние на точность оказывает смещение второго интегратора. Квадратурные составляющие сигнала первичного датчика необходимо тщательно фильтровать. При малых квадратурных напряжениях можно не предусматривать в демодуляторе компенсации опережения по фазе, составляющего обычно 5° в выходных сигналах первичного датчика. Переходный процесс ЦПУ должен быть свободен от автоколебаний.

Устойчивость сохраняется, если дифференциальная нелинейность и уровень шума после фильтрации достаточно малы по сравнению с гистерезисом (зоной нечувствительности) в контуре обратной связи формирования сигнала рассогласования. Чтобы гистерезис не оказывал существенного влияния на устойчивость и точность САР, его величина должна быть меньше половины суммарной погрешности. Гистерезис выявителя рассогласования ЦПУ [64] составляет ±1,2′, т. е. ±0,9 МВР, а его дифференциальная нелинейность ±0,25 МВР. При сопряжении отсчетной части с первичным преобразователем через трансформатор Скотта появляется дополнительная погрешность ±1′ [86].

13.3 ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИКИ СЛЕДЯЩИХ ЦПП

При изменении входного угла θ переходный процесс системы характеризуется плавными переходами во всех точках, не имеет перерегулирования, выбросов и автоколебаний. С этой точки зрения самым важным узлом является функциональный генератор, так как именно в нем возникают переходные процессы и вероятней всего могут возникнуть выбросы.

Перерегулирование в системе отсутствует, если дифференциальная нелинейность мала и гистерезис незначителен. Плавность изменения направления зависит от того, насколько плавно происходят переходы от отрицательных к положительным напряжениям в контуре, содержащем функциональный генератор, первый интегратор и ПНЧ.

При разработке системы регулирования качество функционального генератора является определяющим. Показатели САР определяются методической

погрешностью используемого алгоритма и погрешностями компонентов. Совершенный алгоритм не только дает пренебрежимо малые математические погрешности, связанные с аппроксимацией тригонометрических функций, но также легко реализуем. При наличии хорошего функционального генератора общая точность снижается главным образом из-за погрешности элементов.

Функциональный генератор преобразователя [64] удовлетворяет всем рассмотренным требованиям и имеет следующие особенности:

1) зависимость точности от отношений параметров; погрешность при этом снижена до уровня относительных погрешностей синусного и косинусного каналов отсчетной части;

2) незначительную математическую погрешность, при которой на первый план выдвигаются погрешности отношений сопротивлений прецизионных тонкопленочных резисторов;

3) алгоритм с кодом Грэя в 1—5-м в старших по весу разрядах (СВР), благодаря чему на погрешность в старших разрядах практически не влияет точность функционального генератора, так что при изменении в любом из пяти старших разрядов его выходной сигнал, пропорциональный $\sin(\theta-\Phi)$, изменяется на величину, равную МВР;

4) алгоритм с кодом Грэя, снижающий уровень шумов переключения и устраняющий автоколебания. В системах на переменном токе, как известно, имеются два источника шума переключения: высокочастотные выбросы, связанные с работой ключей, и скачки в уровне постоянного тока, возникающие обычно в основных точках переключения, например квадрантных, когда усиление в цепях синусно-косинусных сигналов меняет знак или когда синусно-косинусные сигналы меняются местами при переключении операционных усилителей. Хотя цепи постоянного тока разделены конденсаторами связи и не являются сами по себе источниками помех, скачок в уровне сигнала мгновенно передается через конденсатор и может вызвать автоколебания. Функциональный генератор, работающий в коде Грэя, применен для устранения скачков в уровне, так что в ЦПУ принципиально исключены автоколебания.

Рассмотрев реакцию отсчетной части ЦПУ на входные воздействия различных типов, можно коротко обобщить существенные характеристики этих систем: а) если входной сигнал стационарен, выходной Φ совпадает с θ; б) если изменение положения вала осуществляется с установившейся угловой скоростью, то выходной сигнал также изменяется аналогичным образом. В любой момент сигналы входа и выхода одинаковы (Φ и θ идентичны); в) если на входе возникает ускорение, т. е. изменяется скорость, то ускорение на выходе будет таким же. Однако в любой момент будет существовать отставание угла Φ относительно угла θ. Нулевая погрешность по скорости — характерная особенность следящих преобразователей подобного типа. Большинство других систем подобной нулевой погрешностью по скорости не обладает.

Наивысшие скорости слежения, т. е. скорости, при которых высокая точность сохраняется, при 14-разрядной разрешающей способности могут достигать 240 об/мин. В общем случае в преобразователях с меньшей разрешающей способностью возможны и большие скорости слежения. Более низкие максимальные скорости характерны для устройств с повышенным разрешением. Такие преобразователи обеспечивают слежение при более высоких скоростях по сравнению с циклическими преобразователями. Однако их реакция на ступенчатое входное воздействие оказывается более длительной. Из-за ограничения макси-

мальной частоты ПНЧ для точной отработки скачка угла на 180° типичному следящему преобразователю требуется до 0,5 с, в то время как циклическому преобразователю (см. рис. 10.2) для отработки ступени 180° требуется только 0,125 мс.

Развитие техники БИС [61] позволяет снизить ограничения по предельной скорости входного воздействия для следящих ЦПУ за счет повышения максимальной частоты ПНЧ. Так, например, 14-разрядный ЦПУ (рис. 13.9) с ПНЧ на БИС типа КР1108ПП1 обеспечивает преобразование угла со скоростью до 1500 об/мин. Динамические показатели ЦПУ при этом определяются свойствами последовательно включенных первичного преобразователя (сельсин или СКВТ) и отсчетной части.

Не останавливаясь подробно на влиянии первичного преобразователя, необходимо отметить, что средством снижения инерционности преобразования следует признать повышение частоты питания и обязательное выполнение условий как первичного, так и вторичного симметрирования первичного преобразователя.

Быстродействие отсчетной части в значительной мере определяется алгоритмом отработки рассогласования. Алгоритм слежения с пропорциональным управлением является простым и получил наибольшее распространение в современных амплитудных ЦПУ [3, 39].

Однако такой алгоритм обладает существенным недостатком: система слежения имеет значительное время переходного процесса, т. е. время установления выходного значения кода Φ при ступенчатом изменении угла θ на входе системы, что ограничивает применение следящего ЦПУ для преобразования ступенчатых и быстроменяющихся входных воздействий. Это ограничение объясняется принципом построения отсчетной части преобразователя, являющегося замкнутой электронной следящей системой с ограниченной полосой пропускания. Время установления такой системы определяется частотой среза ω_c ее логарифмической амплитудой характеристики (ЛАХ).

На рис. 13.10 представлены структурная схема и пример построения ЛАХ для линеаризованной модели преобразователя по рис. 13.9. На рис. 13.10 при-

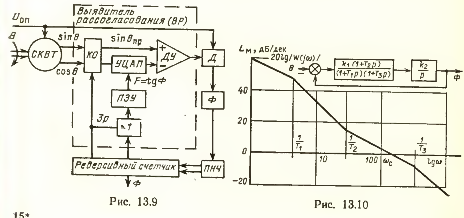


Рис. 13.9

Рис. 13.10

няты следующие обозначения:

$$L_m(\omega)=20\lg|W(j\omega)|,$$

где $W(j\omega)=\dfrac{k_1k_2(1+T_2p)}{p(1+T_1p)(1+T_3p)}$; $p=j\omega$; T_1, T_2, T_3 — постоянные времени; k_1, k_2 — коэффициенты передачи; ω — частота.

Частота среза ω_c будет определяться фильтром нижних частот, характеристики которого определяются степенью подавления гармоник напряжения несущей частоты в выходном сигнале фазочувствительного выпрямителя (демодулятора). В соответствии с рис. 13.10 $\omega_c=140$ 1/с, тогда время установления переходного процесса определяется как $t_п=3\pi/\omega_c$ [74]. Для установившейся 5%-ной ошибки это время равно 0,068 с и увеличивается на порядок для установившейся ошибки, не превышающей величины МВР выходного кода Φ преобразователя.

13.4. ВЫБОР ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОДНООТСЧЕТНОГО СЛЕДЯЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С СКВТ

Выбор таких основных параметров ЦПУ, как информационная емкость, разрешающая способность, максимальные скорость и ускорение угла поворота первичного датчика, во многом определяются информационными особенностями СКВТ. Необходимо учитывать погрешности СКВТ, вызванные несовершенством конкретной электрической машины, и динамические погрешности, возникающие при вращении ротора.

К первой группе можно отнести следующие погрешности СКВТ [48, 56]: относительную амплитудную ошибку и асимметрию нулевых точек, относительную разницу коэффициентов передачи обмоток, остаточную ЭДС и ЭДС квадратурной обмотки.

Первые три составляющие определяют инструментальную точность ПЦУ. Наводимые ЭДС равносильны помехам, действующим на входе преобразователя, и при соответствующем выборе параметров ЦПУ могут быть ослаблены его отсчетной частью. При вращении ротора в его обмотках наводится ЭДС вращения, которая воспринимается преобразователем также как входная помеха. Степень подавления помех, которые воздействуют на вход преобразователя аналогично квадратурным составляющим сигнала рассогласования, оказывает существенное влияние на точность преобразования.

ЭДС квадратурной обмотки может быть минимизирована при первичном и вторичном симметрировании СКВТ. В этом случае ее влияние становится менее ощутимым по сравнению с остаточной ЭДС и ЭДС вращения и может не учитываться. Остаточная ЭДС в нулевых точках содержит как синфазную составляющую, совпадающую по фазе с опорным напряжением СКВТ, так и квадратурную составляющую, мало зависящую от угла поворота ротора. ЭДС вращения также является квадратурной, она зависит от частоты вращения СКВТ.

В установившемся режиме слежения ЦПУ, когда код угла Φ близок к цифровому эквиваленту угла θ, на выходе выявителя рассогласованности останутся нескомпенсированные квадратурные составляющие ошибки, вызванные остаточной ЭДС и ЭДС вращения. Их максимальное значение имеет место на грани-

цах октантов. С учетом этого нескомпенсированное напряжение ошибки

$$U_1 = K_1 U_m (e_0 + \Omega/\Omega_c) \cos(\omega t - \psi), \qquad (13.1)$$

где K_1 — коэффициент передачи дифференциального усилителя; U_m — амплитуда выходного напряжения СКВТ; e_0 — относительная величина остаточной ЭДС; Ω — частота вращения ротора СКВТ; $\Omega_c = \omega/p$ — синхронная частота вращения; p — число пар полюсов СКВТ; ψ — фазовый сдвиг выходного напряжения СКВТ; $\omega = 2\pi f$ — частота опорного напряжения СКВТ.

Выражение (13.1) справедливо для СКВТ с идентичными обмотками (отсутствует разница в коэффициентах трансформации синусной и косинусной обмоток), нагруженными на отсчетную часть с высоким входным сопротивлением и с первичным и вторичным симметрированием датчика. Первое допущение справедливо для СКВТ высокого класса точности [48], а выполнение остальных условий не вызывает практических трудностей [56].

С выхода выявителя рассогласования сигнал ошибки поступает на вход фазочувствительного выпрямителя ФЧВ, который выделяет огибающую напряжения ошибки. Коэффициент передачи ФЧВ определяется двухполупериодной переключательной функцией

$$K_2(t) = K_2 \operatorname{sign} \sin \omega t. \qquad (13.2)$$

С учетом (13.1) и (13.2) нескомпенсированное напряжение ошибки

$$\Delta U_2 = K_1 K_2 U_m (e_0 + \Omega/\Omega_c) \cos(\omega t - \theta). \qquad (13.3)$$

Амплитуды гармоник и значений постоянной составляющей можно найти, раскладывая ΔU_2 в ряд Фурье:

$$\Delta U_2 = K_1 K_2 U_m (e_0 + \Omega/\Omega_c) \left[B_0 + \frac{4}{\pi} \sum_{n}^{\infty} B_4 \sin(n\omega t - \varphi_n) \right], \qquad (13.4)$$

где $B_0 = \dfrac{2}{\pi} \sin\theta$; $n = 2, 4, 6 \ldots$; $\varphi_n = \dfrac{\sin\theta}{n\cos\theta}$;

$$B_4 = \frac{1}{(n-1)(n+1)} \sqrt{(n\cos\theta)^2 + (\sin\theta)^2}.$$

Для выделения постоянной составляющей напряжения ошибки и подавления гармоник на выходе ФЧВ включаются фильтры, к которым предъявляются повышенные требования в отношении сглаживания на высоких частотах. После фильтров обычно включаются корректирующие звенья, формирующие соответствующую ЛАХ и обеспечивающие устойчивость преобразователя как электронной следящей системы с требуемыми динамическими свойствами. Задача выбора фильтра для подавления гармоник несущей частоты и получение заданных динамических характеристик преобразователя оказываются противоречивыми. Гармоники несущей частоты на выходе ФЧВ вызывают ухудшение динамических свойств ЦПУ и приводят к дополнительным ошибкам при преобразовании угла. Аналогичным образом проявляется действие постоянной составляющей нескомпенсированного напряжения ошибки.

Оценить влияние постоянной и гармонических составляющих в напряжении рассогласования на точность преобразования можно, воспользовавшись моделью преобразователя как системы с астатизмом второго порядка без кванто-

Рис. 13.11

вания по времени и по уровню. Последнее допустимо [74], поскольку реальное число разрядов ЦПУ$\geqslant$10, а частота квантования высока. Нескомпенсированное напряжение ошибки представляется в виде помехи, действующей на входе отсчетной части ЦПУ (рис. 13.11). Ошибка преобразователя от напряжения помехи

$$\Delta q(\omega) = \Delta U_2 \left| \frac{W_{\text{п}}(j\omega)}{1 + KW_{\text{п}}(j\omega)} \right|, \tag{13.5}$$

где K — коэффициент передачи измерительной части ЦПУ, равный произведению крутизны K_0 СКВТ, коэффициента усиления K_1 выявителя рассогласования и коэффициента K_2 передачи ФЧВ; $W_{\text{п}}(j\omega)$ — передаточная функция отсчетной части преобразователя, включающей корректирующее звено, ПНЧ и реверсивный счетчик:

$$W_{\text{п}}(j\omega) = \frac{K_3(1 + j\omega T_1)}{j\omega(1 + j\omega T_2)}; \tag{13.6}$$

K_3 — коэффициент передачи отсчетной части ЦПУ.

Поскольку наибольшее влияние оказывают постоянная составляющая и вторая гармоника напряжения помехи, то, найдя модуль передаточной функции ЦПУ для нулевой частоты и второй гармоники частоты опорного напряжения СКВТ, получим максимальное значение ошибки на выходе преобразователя:

$$\Delta\beta_{max} = \frac{U_m}{K_0}\left(e_0 + \frac{\Omega}{\Omega_c}\right) B_0 + \frac{U_m}{K_0}\,\frac{K_0K_1K_2K_3}{\pi(2\omega)^2\,T_2}\,T_1B_2\left(e_0 + \frac{\Omega}{\Omega_c}\right). \tag{13.7}$$

Учитывая, что произведение коэффициентов есть не что иное, как добротность ЦПУ по ускорению

$$A_\varepsilon = K_0K_1K_2K_3, \tag{13.8}$$

можно переписать (13.7) в виде

$$\Delta q_{max} = \frac{U_m}{K_0}\left(e_0 + \frac{\Omega}{\Omega_c}\right)\left[B_0 + \frac{A_\varepsilon T_1}{\pi(2\omega)^2 T_2}\,B_2\right], \tag{13.9}$$

где $B_0 = \dfrac{2}{\pi}\sin\varphi$; $B_2 = \dfrac{4}{3\pi}\sqrt{4\cos^2\varphi + \sin^2\varphi}$.

Таким образом, максимальная ошибка преобразователя от квадратурных составляющих определяется следующими параметрами, которые задаются паспортными данными СКВТ и требованиями к ЦПУ: а) ЭДС в нулевых точках e_0 или остаточной ЭДС СКВТ, т. е. классом его точности; б) частотой вращения Ω ротора СКВТ, максимальное значение которой определяется скоростью входных воздействий и ограничена максимальной скоростью по паспорту; в) углом сдвига фазы Q выходного напряжения СКВТ относительно опорного, который оговаривается в паспортных данных и может быть скомпенсирован; г) степенью подавления гармонических составляющих напряжения помехи, т. е. величиной A_ε, которая характеризует динамические свойства ЦПУ.

Требуемую добротность преобразователя по ускорению A_ε можно определить, ограничив значение максимальной ошибки от напряжения помехи на

уровне половины младшего разряда ЦПУ, имеющего разрешающую способность N разрядов. Это согласуется с показателями зарубежных следящих ЦПУ [39], где обычно гарантируется общая погрешность преобразователя на уровне 1—3 единиц МВР цифрового эквивалента угла Φ.

Большее значение относится к высокоточным преобразователям, имеющим разрешающую способность на уровне 14—18 разрядов и допустимую частоту вращения СКВТ до 10 рад/с. Меньшее значение погрешности распространяется на высокоскоростные преобразователи, имеющие разрешающую способность на уровне 10—13 разрядов и допустимую частоту вращения до 200 рад/с при стандартной частоте запитки СКВТ 400 Гц.

Задав погрешность Δq_{max} на уровне $m \cdot 2\pi/2^N$, где m — относительная допустимая максимальная погрешность, можно из (13.9) определить максимальные значения A_ε в зависимости от заданной частоты вращения, класса точности СКВТ и фазового сдвига:

$$A_\varepsilon = \frac{\pi(2\omega)^2 T_2}{4B_2T_1}\left[\frac{m\cdot 2\pi}{2^N\dfrac{U_m}{K_0}\left(e_0+\dfrac{\Omega}{\Omega_c}\right)}-B_0\right]. \qquad (13.10)$$

Поскольку выражение в квадратных скобках (13.10) должно быть больше нуля, можно определить максимальное число разрядов N преобразователя:

$$N_{max} \leqslant \frac{1}{\lg 2}\lg\frac{m\cdot 2\pi}{B_0\dfrac{U_m}{K_0}\left(e_0+\dfrac{\Omega}{\Omega_c}\right)}. \qquad (13.11)$$

По выражению (13.11) построены для различных N, Q зависимости (рис. 13.12, 13.13), которыми можно воспользоваться на начальном этапе проектирования

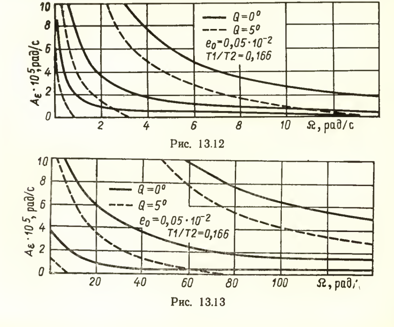


Рис. 13.12

Рис. 13.13

для оценки информационной возможности отсчетной части. Графики приведены в двух диапазонах Ω: низкоскоростном (рис. 13.12) и высокоскоростном (рис. 13.13). Такое разделение в определенной мере отражает и точностные возможности следящих преобразователей.

Зная максимальную добротность преобразователя A_ε, можно определить [74] параметры корректирующего устройства:

$$\omega_{\text{ср}} = A_\varepsilon T_1;\ T_1 \geqslant \frac{1}{\omega_{\text{ср}}}\frac{M}{M-1};\ \ T_2 \leqslant \frac{1}{\omega_{\text{ср}}}\frac{M}{M+1}, \qquad (13.12)$$

где M — показатель колебательности, обычно $M=1{,}1\div1{,}3$.

Таким образом, ограничения, накладываемые на следящий преобразователь первичным датчиком, во многом определяют его точностные характеристики — как статические, так и динамические. Инженерные методы проектирования следящих ЦПУ должны вестись с учетом этого обстоятельства, а информационная емкость преобразователя должна выбираться в соответствии с допустимыми динамической и статической погрешностями при приемлемых аппаратных затратах.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

СЛЕДЯЩИЕ ЦПП С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФЦАП

14.1. ОГРАНИЧЕНИЯ ПО ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И ТОЧНОСТИ

На основе рассмотренных в гл. 12 построений ФЦАП могут быть реализованы выявители рассогласования следящих ЦПУ. Схема одного варианта такого ЦПУ представлена на рис. 14.1 [65].

СКВТ, ротор которого повернут на определенный угол θ, вырабатывает на статорных обмотках два напряжения, амплитуда которых пропорциональна

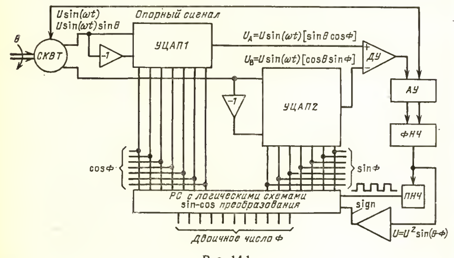


Рис. 14.1

синусу и косинусу угла поворота ротора. Преобразователь *ПНЧ* управляет реверсивным счетчиком *PC*, в результате чего в последием оказывается записаным двоичное слово, цифровое зиачение которого пропорционально углу поворота ротора θ. Счетчик *PC* содержит логические цепи синусно-косинусного преобразования, вырабатывающие на своих выходах двоичные слова, пропорциональные соответственно синусу и косинусу угла, представленного в цифровом коде на третьем выходе *PC*.

Эти цифровые значения синуса и косинуса преобразуются умножающими преобразователями *УЦАП1* и *УЦАП2* в аналоговую форму; выходные напряжения обоих преобразователей алгебраически суммируются в дифференциальном усилителе *ДУ*.

В аналоговом умножителе (демодуляторе) *АУ* результирующий разностный сигнал перемножается с исходным опорным сигналом, в результате чего, как явствует из простых тригонометрических преобразований, вырабатывается напряжение постоянного тока, пропорциональное разности (θ—*Ф*). Эта постоянная составляющая сигнала рассогласования выделяется фильтром нижних частот *ФНЧ* и подается на *ПНЧ*, с тем чтобы в конечном итоге свести сигнал рассогласования к нулю. Когда это достигается, колебания на выходе *ПНЧ* прекращаются; при этом цифровое значение двоичного числа на выходе *PC* в точности соответствует углу поворота ротора *СКВТ*.

Анализ имеющихся сведений о принципах построения и структурах ЦПУ различных типов позволяет утверждать, что в подавляющем большинстве современные зарубежные преобразователи с *СКВТ* построены как системы угол — амплитуда — код следящего типа с внешней по отношению к датчику петлей обратной связи [39].

К положительным свойствам такого принципа построения преобразователей, обеспечивающих им преимущественное распространение, следует отнести прежде всего возможность использования для всех, кроме трансформаторов, элементов структуры ЦПУ универсальных интегральных схем. В ЦПУ применяются резистивные функциональные цифро-аналоговые преобразователи для синусного и косинусного преобразования, аналоговые умножители для синхронного детектирования, операционные усилители, активные фильтры, генераторы, управляемые напряжением, счетчики, регистры, триггеры Шмидта, логические интегральные схемы. Следствием этого является высокий уровень надежности, технических и эксплуатационных характеристик ЦПУ. Кроме того, сам принцип обеспечивает необходимую точность преобразования в относительно слабой зависимости от характеристик входного и опорного сигналов, в связи с чем не требуется специального прецизионного источника.

Существенным достоинством построения следящего ЦПУ с синусно-косинусным ФЦАП является то, что без усложнения отсчетной части могут быть получены при соответствующем построении не только коды угла, но и цифровые эквиваленты составляющих, т. е. коды $\sin \Phi$ и $\cos \Phi$.

Это, естественно, не означает, что следует во всех применениях использовать эту структуру в неизменном виде. Анализ структуры (рис. 14.1) позволяет выявить и ее ограничения.

Недостатком этой структуры построения является невысокая чувствительность при $\theta = \Phi$, т. е. вблизи точки соответствия цифрового эквивалента Φ преобразуемому углу θ. Низкая чувствительность снижает точность всего устройства.

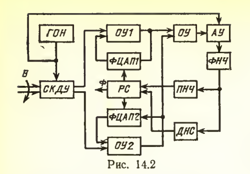


Рис. 14.2

С целью устранения этого недостатка предложено построение [а. с. 624254 СССР], функциональная схема которого представлена на рис. 14.2.

Преобразователь работает следующим образом.

Генератор опорного напряжения *ГОН* вырабатывает за время t напряжение U круговой частоты ω. На выходах синусного и косинусного каналов *СКДУ* выделяются соответствующие сигналы U_1 и U_2, равные

$$U_1 = U_m \sin \omega t \sin \theta;$$

$$U_2 = U_m \sin \omega t \cos \theta.$$

На выходе операционных усилителей *ОУ1* и *ОУ2* соответственно выделяются сигналы $U_{\text{вых 1}}$ и $U_{\text{вых 2}}$, определяемые выражениями

$$U_{\text{вых1}} = U_m \sin \omega t \frac{\sin \theta}{\sin \Phi + 1/k};$$

$$U_{\text{вых2}} = U_m \sin \omega t \frac{\cos \theta}{\cos \Phi + 1/k},$$

где k — коэффициент усиления усилителей *ОУ1* и *ОУ2*. При $k \to \infty$, $1/k \to 0$ получаются выражения

$$U_{\text{вых1}} = U_m \sin \omega t \frac{\sin \theta}{\sin \Phi}; \quad U_{\text{вых2}} = U_m \sin \omega t \frac{\cos \theta}{\cos \Phi}.$$

Для формирования сигнала рассогласования ΔU указанные напряжения вычитают друг из друга с помощью суммирующего усилителя *ОУ* в соответствии с выражением

$$\Delta U = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = U_m \sin \omega t \left[\frac{\sin \theta}{\sin \Phi} - \frac{\cos \theta}{\cos \Phi} \right].$$

В аналоговом умножителе *АУ* сигнал рассогласования ΔU перемножается с опорным напряжением U_m, в результате чего на выходе фильтра низких частот *ФНЧ* выделяется постоянная составляющая сигнала ошибки U_0, равная

$$U_0 = U_m^2 \left[\frac{\sin \theta}{\sin \Phi} - \frac{\cos \theta}{\cos \Phi} \right] = U_m^2 \frac{\sin(\theta - \Phi)}{\sin 2\Phi}.$$

Постоянная составляющая сигнала ошибки подается на *ПНЧ* и на дискриминатор направления счета *ДНС*, чтобы в конечном итоге свести сигнал рассогласования ΔU к нулю. Когда это достигается, цифровое значение угла отработки Φ на выходе реверсивного счетчика *РС* соответствует углу поворота θ вала.

При этом $\Phi \sim \theta$ и, как видно из выражения, $U_0 = 0$.

При секторном режиме работы *СКДУ* использование предлагаемого преобразователя более эффективно, особенно при малых значениях углов сектора.

Так, например, при $\theta=\pm6°$ чувствительность предлагаемого устройства более чем в 10 раз превосходит чувствительность ЦПУ по схеме рис. 14.1.

Это обеспечивает при одинаковом пороге срабатывания дискриминатора *ДНС* уменьшение дискретности преобразования угла Φ, т. е. увеличение количества разрядов *PC*, что соответственно увеличивает точность преобразования угла поворота вала.

Следует отметить, что практическое выполнение определителя рассогласования ЦПУ на основе синусно-косинусного функционального цифро-аналогового преобразователя ФЦАП имеет ограниченную точность, зависящую от неидентичности характеристик ФЦАП.

Зависимость точности ЦПУ от погрешности ФЦАП можно определить следующим образом.

В рассматриваемой схеме (рис. 14.2) ФЦАП по существу являются умножителями гибридного типа, формирующими выходной аналоговый сигнал, равный произведению входного аналогового сигнала на функцию цифрового сигнала.

Цифровой входной сигнал соответствует углу Φ. В умножителе функциями этого угла являются $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$. Выходные сигналы отдельных функциональных генераторов ФГ ФЦАП имеют вид $U_a=U_1\cos\Phi$; $U_b=U_2\sin\Phi$.

Оба выходных сигнала подаются затем на дифференциальный усилитель, формирующий сигнал рассогласования

$$U_c=\sin\omega t\sin(\theta-\Phi),$$

представляющий собой переменное напряжение несущей частоты, амплитуда которого в любой момент пропорциональна синусу от разности между угловым положением вала θ и цифровым эквивалентом кода угла Φ на выходе [65].

Погрешность цифро-аналоговых преобразователей зависит от многих составляющих, основными из которых являются погрешности резистивного делителя напряжения и погрешности, возникающие из-за неидеальности ключей [26]. В результате на выходе ФЦАП возникает погрешность выходного напряжения ΔU_∂ или, иначе, погрешность формирования напряжения рассогласования

$$\Delta U_\partial=\frac{\partial U_\partial}{\partial U_1}\Delta U_1+\frac{\partial U_\partial}{\partial U_2}\Delta U_2,$$

где ΔU_1 — погрешность *ФЦАП1*; ΔU_2 — погрешность *ФЦАП2*.

Выполняя дифференцирование, получаем $\Delta U_\partial=\Delta U_1\cos\Phi+\Delta U_2\sin\Phi$, где $U_1=U\sin(\omega t)\sin\theta$ — входное напряжение *ФЦАП1*; $U_2=U\sin(\omega t)\cos\theta$ — входное напряжение *ФЦАП2*.

Если принять, что погрешности *ФЦАП1* и *ФЦАП2* равны ΔU_1, то погрешности напряжения рассогласования $\Delta U_\partial=\Delta U_1(\cos\Phi+\sin\Phi)$. Это в свою очередь вызывает погрешность кода $\Delta\Phi$ на выходе преобразователя

$$\Delta\Phi=\frac{\Delta U_1}{K_1}(\cos\Phi+\sin\Phi),$$

где K_1 — коэффициент передачи, равный произведению коэффициента усиления ДУ и коэффициента, определяющего крутизну выходного напряжения СКВТ.

Максимальное значение погрешности

$$\Delta\Phi_{max}=1{,}41\Delta U_{\text{I}}/K_{\text{I}} \qquad (14.1)$$

при цифровом значении кода Φ, эквивалентном $\theta=0{,}25\pi$ и $\theta=1{,}25\pi$.

Одним из путей уменьшения этой погрешности является переход на усеченный алгоритм формирования напряжения рассогласования с использованием тангенсного ФЦАП.

14.2. СЛЕДЯЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ТАНГЕНСНЫМ ФЦАП

Вариант построения такого ЦПУ представлен на рис. 14.3, где используется иное, чем на рис. 14.1, построение выявителя рассогласования *ВР*. Он состоит из выявителя октанта *ВО*, аналогового коммутатора *АК*, умножающего преобразователя *УЦАП*, формирователя кода тангенса-котангенса *ФКТК* и дифференциального усилителя *ДУ*.

Выявитель октанта (рис. 14.4) предназначен для определения кода октанта и формирования трех старших разрядов кода Φ. Он работает следующим образом. На его входы поступают напряжения U_1 и U_2, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота ротора СКВТ, и опорное напряжение $U\sin\omega t$, из которого с помощью компаратора *К1* и схемы задержки τ формируется сигнал записи для регистра *RG*. Запись информации в регистр осуществляется фронтом импульсов опорного напряжения, смещенных схемой задержки τ в область малой крутизны положительной полуволны опорного напряжения $U\sin\omega t$. Компараторы *К3* и *К4* формируют выходные сигналы, равные нулю при совпадении фазы сигнальных напряжений U_1 и U_2 с опорным $U\sin\omega t$ и равные единице при несовпадении фазы. Выходные сигналы компараторов *К3* и *К4* поступают на входы D_2 и D_3 регистра *RG* и запоминаются в нем по сигналу записи схемы задержки τ, поступающему на вход *C RG*.

Сигналы с выходов *2* и *3* регистра *RG* управляют ключами *Кл1* и *Кл2*, которые замкнуты при наличии на выходах *2* и *3 RG* логической единицы и разомкнуты при логическом нуле. Эти ключи задают режим работы операционных усилителей *ОУ2* и *ОУ1*. При замкнутых ключах последние инвертируют входные сигналы, а при разомкнутых повторяют. Все резисторы *R* выбираются одного номинала, что обеспечивает единичный коэффициент передачи

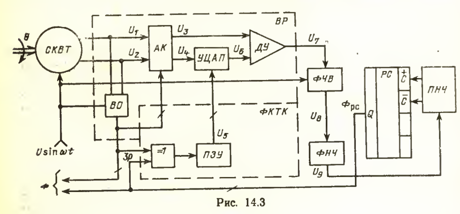


Рис. 14.3

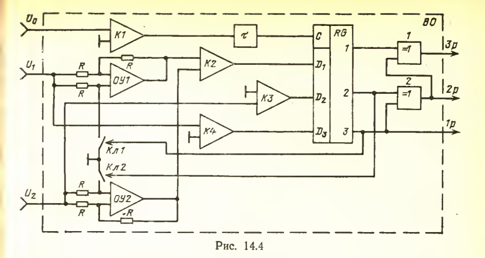


Рис. 14.4

в обоих режимах работы *ОУ1* и *ОУ2*. Их выходные напряжения сравниваются компаратором *К2*. Независимо от номера октанта напряжения на входе компаратора *К2* совпадают по фазе. Выходной сигнал компаратора *К2* поступает на вход D_1 регистра *RG* и запоминается в нем по сигналу записи.

Из выходных сигналов регистра формируются старшие разряды кода цифрового эквивалента угла *Ф* логическими сигналами ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *1*, *2* в соответствии со следующими логическими выражениями:

1 разряд $= U^3_{RG}$; 2 разряд $= 1p \oplus U^2_{RG}$; 3 разряд $2p \oplus U^1_{RG}$. Старшие разряды (1—3 разряд) подаются на выход ЦПУ и на вход *АК* (см. рис. 14.3).

Аналоговый коммутатор (рис. 14.5) обеспечивает приведение выходных напряжений СКВТ U_1 и U_2 в первый октант. При этом на синусный вход преобразователя (первый вход дифференциального усилителя на рис. 14.3) подается напряжение, амплитуда которого изменяется от 0 до $0{,}7U$ в нечетных октантах и от $-0{,}7U$ до 0 в четных октантах. На косинусный вход преобразователя (аналоговый вход УЦАП) подается напряжение, амплитуда которого изменяется от U до $0{,}7U$ в нечетных октантах и от $-U$ до $-0{,}7U$ в четных октантах. При этом напряжение считается положительным, если оно совпадает по фазе с опорным $U \sin \omega t$, в противном случае оно отрицательно. На вход *Кл3* (рис. 14.5) подается напряжение U_1 с выхода СКВТ, на вход *Кл4* — инвертированное напряжение U_1 с выхода *ОУ3*. На вход *Кл5* подается напряжение U_2, на вход *Кл6* — инвертированное напряжение U_2 с выхода *ОУ4*. Резисторы *R* выбираются равными для обеспечения единого коэффициента передачи *ОУ*. Ключи *Кл3*—*Кл6* управляются парафазными сигналами с выхода логических схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *D3*, *D4*. Аналоговый переключатель замкнут при сигнале управления, равном 1, и разомкнут при сигнале управления, равном 0. Выходные сигналы схем *D3* и *D4* формируются в соответствии со следующими логическими выражениями:

$$U_{D3} = 3p \oplus 1p; \; U_{D4} = 2p \oplus 3p \oplus 1p.$$

Выходные сигналы *Кл3*—*Кл6* подаются на входы переключателей *Кл7*—*Кл10*, которые управляются парафазным сигналом с выхода схемы *D5*. Выход-

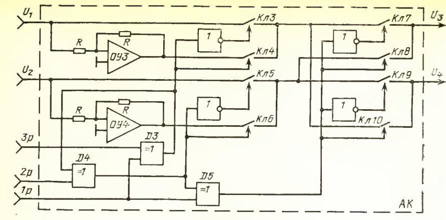


Рис. 14.5

ной сигнал U_{D5} формируется по выражению $U_{D5}=1p \oplus U_{D4}$. Ключи *Кл7—Кл10* замкнуты при сигнале управления, равном 1 и разомкнуты при сигнале управления, равном 0.

Формирователь кода тангенса-котангенса *ФКТК* использует *ПЗУ* (см. рис. 14.3), на адресные входы которого подаются разряды с выхода элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Постоянное запоминающее устройство имеет прошивку, соответствующую значениям кода тангенса угла в пределах 0—$\pi/4$. При этом в нечетных октантах, когда третий разряд кода октанта равен 0, на адресные входы *ПЗУ* подается код с выхода элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, равный коду реверсивного счетчика $\Phi_{р.с}$ (рис. 14.3), изменяющемуся от 0 до $\pi/4$. В четных октантах, когда третий разряд кода октанта равен 1, на адресные входы *ПЗУ* подается код, равный коду дополнительного угла $F=\pi/4-\Phi_{сч}$.

Взаимодействие *АК*, *ВО* и *ФКТК* поясняет табл. 14.1.

Таблица 14.1

Октант	U_1	U_2	$\|U_1\|$, $\|U_2\|$	U_3	U_4	Код контакта	Формирователь
1	$\geqslant 0$	$\geqslant 0$	$\|U_1\| \leqslant \|U_2\|$	$U \sin\theta$	$U \cos\theta$	0 0 0	tg Φ
2	$\geqslant 0$	$\geqslant 0$	$\|U_1\| > \|U_2\|$	$-U \cos\theta$	$-U \sin\theta$	0 0 1	ctg Φ
3	$\geqslant 0$	<0	$\|U_1\| \geqslant \|U_2\|$	$-U \cos\theta$	$U \sin\theta$	0 1 0	$-$ctg Φ
4	$\geqslant 0$	<0	$\|U_1\| \leqslant \|U_2\|$	$-U \sin\theta$	$U \cos\theta$	0 1 1	$-$tg Φ
5	<0	<0	$\|U_1\| \leqslant \|U_2\|$	$-U \sin\theta$	$-U \cos\theta$	1 0 0	tg Φ
6	<0	<0	$\|U_1\| > \|U_2\|$	$U \cos\theta$	$U \sin\theta$	1 0 1	ctg Φ
7	<0	$\geqslant 0$	$\|U_1\| > \|U_2\|$	$U \cos\theta$	$-U \sin\theta$	1 1 0	$-$ctg Φ
8	<0	$\geqslant 0$	$\|U_1\| \leqslant \|U_2\|$	$U \sin\theta$	$-U \cos\theta$	1 1 1	$-$tg Φ

Все напряжения в таблице выражены через полные углы, равные

$$\theta=\theta_{\text{пр}}+(n-1)\pi/4; \tag{14.2}$$

$$\Phi=\Phi_{\text{пр}}+(n-1)\pi/4, \tag{14.3}$$

где $n=1\div8$ — номер октанта; $\theta_{\text{пр}}$ — приведенный угол поворота ротора СКВТ; $\Phi_{\text{пр}}=\Phi_{\text{сч}}$ — приведенный выходной угол, равный коду на выходе реверсивного счетчика.

Взаимодействие аналогового коммутатора *АК*, реверсивного счетчика и формирователя *ФКТК* поясняется диаграммами на рис. 14.6. На них показаны выходные напряжения *СКВТ* U_1 и U_2, выходные напряжения *АК* U_3 и U_4, выходные коды реверсивного счетчика *РС* и *ФКТК* в функции изменения угла поворота θ и его цифрового эквивалента Φ. Все напряжения условно показаны в виде огибающих, причем огибающая напряжения переменного тока считается положительной, если напряжение совпадает по фазе с опорным напряжением $U \sin \omega t$, и отрицательным в противном случае. Изменение кода на выходе ре-

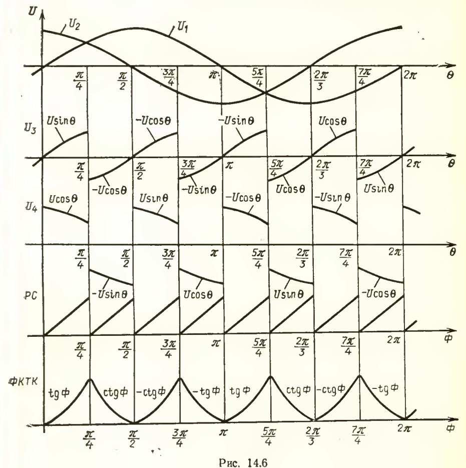


Рис. 14.6

версивного счетчика и формирователя показано в виде непрерывных величин, численно равных значению кода.

Полный цифровой эквивалент Φ угла θ формируется на выходе преобразователя из выходных кодов *ВО* и реверсивного счетчика *РС*.

Напряжение рассогласования U_{-} вычисляется относительно приведенных напряжений с учетом приведения их значений в первый октант.

Блок УЦАП производит умножение выходного кода ФКТК на напряжение U_1, получаемое на выходе коммутатора, а усилитель определяет разность между напряжением U_3 на выходе коммутатора и полученным произведением, формируя тем самым напряжение рассогласования.

Напряжение рассогласования

$$U_7 = U_3 - U_6, \tag{14.4}$$

где $U_6 = U_4 U_5$, или

$$U_6 = U_4 F_5, \tag{14.5}$$

где F_5 — выходной код ПЗУ.

С учетом (14.5) выражение (14.4) принимает вид

$$U_7 = U_3 - U_4 U_5 \ \text{ или } \ U_7 = U_3 U_4 F_5. \tag{14.6}$$

Подставляя в (14.6) значения напряжений из табл. 14.1 с учетом (14.2) и (14.3), получаем для первого октанта

$$U_7 = (U \sin\theta - U\cos\theta \operatorname{tg}\Phi)\sin\omega t = U \sin\omega t \frac{\sin(\theta_{\text{пр}} - \Phi_{\text{пр}})}{\cos\Phi_{\text{пр}}}; \tag{14.7}$$

для второго октанта

$$U_7 = [(-U\cos\theta) - (-U\sin\theta)\operatorname{ctg}\Phi]\sin\omega t = U\sin\omega t \frac{\sin(\theta_{\text{пр}} - \Phi_{\text{пр}})}{\sin(\Phi_{\text{пр}} + \pi/4)}; \tag{14.8}$$

для третьего октанта

$$U_7 = \left[-U\cos\left(\theta_{\text{пр}} + \frac{2\pi}{4}\right) - U\sin\left(\theta_{\text{пр}} + \frac{2\pi}{4}\right)\left(-\operatorname{ctg}\left(\Phi_{\text{пр}} + \frac{2\pi}{4}\right)\right)\right]\sin\omega t = U\sin\omega t \frac{\sin(\theta_{\text{пр}} - \Phi_{\text{пр}})}{\cos\Phi_{\text{пр}}}; \tag{14.9}$$

для четвертого октанта

$$U_7 = [(-U\sin\theta) - U\cos\theta(-\operatorname{tg}\Phi)]\sin\omega t = U\sin\omega t \frac{\sin(\theta_{\text{пр}} - \Phi_{\text{пр}})}{\sin\left(\Phi_{\text{пр}} + \frac{\pi}{4}\right)}. \tag{14.10}$$

Напряжение рассогласования U_7 для остальных октантов вычисляется аналогичным образом. Например, для седьмого октанта

$$U_7 = [U\cos\theta - (-U\sin\theta)(-\operatorname{ctg}\Phi)]\sin\omega t = U\sin\omega t \frac{\sin(\theta_{\text{пр}} - \Phi_{\text{пр}})}{\cos\Phi_{\text{пр}}}. \tag{14.11}$$

Рассмотрим работу преобразователя (см. рис. 14.3) при изменениях угла θ поворота ротора *СКВТ*. Пусть ротор *СКВТ* повернут на угол θ. С выходных обмоток *СКВТ* на *ВО* и *АК* поступают напряжения $U_1 = U\sin\omega t\sin\theta$, $U_2 = U\sin\omega t\cos\theta$. С выхода коммутатора *АК* напряжение U_3 поступает на первый вход усилителя *ДУ*; U_4 поступает на аналоговый вход *УЦАП*, на цифровой вход которого идет код с *ФКТК*. С выхода *УЦАП* напряжение U_6=

$=U_4U_5$ подается на второй вход усилителя *ДУ*, где напряжения U_3 и U_6 вычитаются и находится напряжение рассогласования $U_7=(U_3-U_4U_5)\sin\omega t$.

Подставляя соответствующие значения напряжений и кода из табл. 14.1, с учетом приведения полных углов к первому октанту [(14.2) и (14.3)] получаем напряжение рассогласования U по (14.9) при (14.10).

С выхода усилителя напряжение рассогласования поступает на вход фазочувствительного выпрямителя *ФЧВ*, где перемножается с опорным напряжением. На выходе *ФЧВ* получается напряжение U_8, полярность которого определяется отставанием или опережением цифрового значения кода $\Phi_{пр}$ относительно угла $\theta_{пр}$ поворота ротора *СКВТ*. Фильтр нижних частот *ФНЧ* выделяет постоянную составляющую напряжения U_8, одновременно подавляя гармоники опорного напряжения и формируя необходимую частотную характеристику преобразователя как замкнутой следящей системы. С выхода фильтра напряжение U_9, поступает на вход *ПНЧ*. Его частота определяется напряжением рассогласования U_7 и соответственно напряжением U_9, полярность которого определяет, на какой вход — суммирования или вычитания — реверсивного счетчика должны поступать импульсы с *ПНЧ*. Выходной код $\Phi_{р.с}$ реверсивного счетчика идет на вход *ФКТК* и изменяется таким образом, чтобы напряжение рассогласования стремилось к нулю. Когда U_7 становится равным нулю, колебания *ПНЧ* прекращаются и на выходе реверсивного счетчика фиксируется код, цифровое значение которого эквивалентно углу $\theta_{пр}$ поворота ротора *СКВТ*.

Погрешность рассмотренной схемы следящего *ЦПУ* определяется погрешностью *УЦАП*. Ее можно определить, пользуясь (14.7) и (14.8). Пусть погрешность *УЦАП* равна ΔU, тогда погрешность напряжения рассогласования определится как

$$\Delta U_7=\frac{\partial U_7}{\partial U_4}\Delta U_4, \qquad (14.12)$$

где входные напряжения *УЦАП*

$U_4=U\sin\omega t\cos\theta_{пр}$ для нечетных октантов,

$U_4=U\sin\omega t\sin(\theta_{пр}+\pi/4)$ для четных октантов.

Выполняя дифференцирование, получаем

$\Delta U_7=\Delta U\operatorname{tg}\Phi_{пр}$ для нечетных октантов,

$\Delta U_7=\Delta U\operatorname{ctg}(\Phi_{пр}+\pi/4)$ для четных октантов.

Погрешность, приведенная к выходному коду угла Φ преобразователя,

$$\Delta\Phi=\frac{\Delta U}{k_1}\sin\Phi_{пр} \text{ для нечетных октантов}$$

$$\Delta\Phi=\frac{\Delta U}{k_1}\cos(\Phi_{пр}+\pi/4) \text{ для четных октантов.}$$

Коэффициент k_1 — коэффициент передачи *СКВТ*. Максимальная погрешность получается при цифровых значениях кода $\Phi_{пр}$, равных 0 или $\pi/4$:

$$\Delta\Phi_{max}\approx 0{,}707\Delta U/k_1. \qquad (14.13)$$

Сравнивая значения максимальных погрешностей (14.1) и (14.13), получаем, что для данного преобразователя максимальная погрешность в 2 раза меньше.

Влияние этой погрешности на точность ЦПУ может быть существенно снижено в двухотсчетном следящем ЦПУ, построение которого будет рассмотрено в гл. 19.

14.3. АМПЛИТУДНЫЙ ЦПУ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Выбор оптимального типа преобразователя для конкретного применения — трудная задача, усложняемая рядом противоречивых ограничений. Последние определяются возможностями, достоинствами и недостатками каждого типа. Перспективным является адаптивный тип преобразователя. Рассмотрим его амплитудный вариант, обладающий расширенными возможностями и преимуществами исходных типов. Алгоритм его работы меняется посредством перестройки структуры в функции ошибки преобразования [а. с. 1116446 (СССР)].

Для повышения быстродействия в переходных режимах в состав преобразователя (рис. 14.7) введен блок переключения режимов *БПР*, осуществляющий перевод отсчетной части *ЦПУ* при больших рассогласованиях в режимах поразрядного уравновешивания. Границы переключения формируются компараторами, на сигнальные входы которых поступает выходной сигнал U_8 от *ФЧВ*, а на опорные — напряжения $U_в=-U_с$ от ИОН. Эти напряжения определяются требуемыми переходными характеристиками *ЦПУ* для известных входных воздействий. Выходные сигналы U_{13} и U_{14} компараторов объединяются схемой 2И — ИЛИ, выходной сигнал которой U_{12} формируется в соответствии с логическим выражением $U_{12}=U_{13}\times\overline{U}_{10}\vee U_{14}\overline{U}_{10}$, где $\overline{U}_{10}$ — выходной сигнал завершения преобразования регистра.

Напряжение U_{12} поступает на вход одновибратора *ОВ*, формирующего импульс запуска регистра последовательных приближений *РПП*, который начинает работать с тактовой частотой *ГИ*. Последовательно, начиная со старшего разряда, к информационным входам *РС* подключаются соответствующие раз-

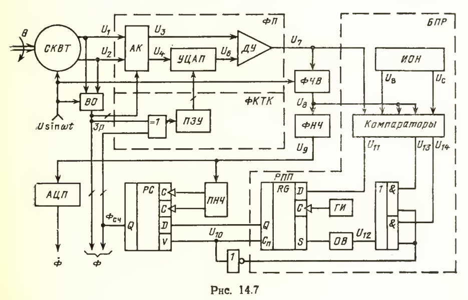


Рис. 14.7

ряды *РПП*. Их состояние определяется выходным сигналом U_{11} компараторов по информационному входу *РПП*. На сигнальный вход соответствующего компаратора поступает сигнал U_7, который сравнивается с нулем. Код *РПП* изменяется таким образом, чтобы U_7 стремилось к нулю. Появление сигнала U_{10} соответствует возвращению преобразователя в режим слежения и готовности к отработке следующего изменения входного воздействия.

Схемное построение (рис. 14.7) предусматривает существенное уменьшение времени установления отсчетной части за счет автоматического изменения структуры электронной следящей системы в переходных режимах. Меняется ее алгоритм функционирования: из режима пропорционального управления она при больших рассогласованиях переводится в релейный режим. С точки зрения теории автоматического управления применение БПР аналогично введению логического нелинейного корректирующего устройства. В этом случае ЦПУ становится адаптивным.

Рассмотрим работу преобразователя при скачке угла поворота θ ротора *СКВТ*. В этом случае напряжение U_7 на выходе *ДУ* значительно, соответственно и напряжение U_8 на выходе *ФЧВ* также велико, а полярность его определяется отставанием или опережением цифрового значения кода $\Phi_{пр}$ относительно угла $\theta_{пр}$. Работу преобразователя в этом случае определяет *БПР*, на первые входы компараторов которого поступает напряжение U_8 с выхода *ФЧВ*. На вторые входы компараторов подаются напряжения $U_в$ и $U_с$, которые задают порог их срабатывания. При этом $|U_в|=|U_с|$, а их значения выбираются в зависимости от требуемого времени установления преобразователя в следящем режиме и допустимых изменений угла θ поворота ротора *СКВТ* при включениях, сбоях и резких изменениях. При превышении напряжением U_8 порога срабатывания $U_в$ ($U_с$) одного из компараторов он срабатывает и выходное напряжение U_{13}(U_{14}) поступает на вход элемента И — ИЛИ. С выхода элемента И — ИЛИ сигнал U_{12} поступает на вход *ОВ*, который формирует импульс запуска *РПП*.

Работа *БПР* поясняется временными диаграммами на рис. 14.8.

В момент времени t_1 напряжение рассогласования превышает порог срабатывания $U_в$ компаратора, на его выходе появляется напряжение U_{13}, соответствующее 1, которое поступает на первый вход элемента И — ИЛИ, на второй вход которого идет инвертированный сигнал завершения преобразования. В результате на выходе элемента И — ИЛИ появляется напряжение U_{12}, соответствующее 1, которое запускает *ОВ*. С его выхода на вход запуска *РПП* поступает импульс длительностью t_{16}. В момент времени t_2 на втором выходе *РПП* появляется напряжение U_{10}, соответствующее 1, которое поступает на вход загрузки кода *РС* и останавливает его. Инвертированное значение напряжения U_{10} блокирует прохождение напряжений U_{13} и U_{14} на выход элемента И — ИЛИ до завершения полного цикла преобразования. С момента времени t_2 *РПП* начинает работать с тактовой частотой *ГИ*, последовательно, начиная со старшего разряда, подключая к информационным входам *РС* соответствующие разряды, состояние которых определяется компаратором, выход которого подключен к информационному входу *РПП*. Первый вход компаратора подключен к выходу *ДУ*, на второй вход подано опорное напряжение, равное нулю.

В момент времени t_2 РПП включает свой первый старший разряд, который поступает на информационный вход *РС* и проходит на его выход, так как на входе загрузки присутствует разрешающий сигнал U_{10}, соответствующий 1.

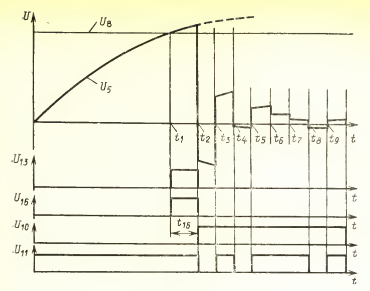


Рис. 14.8

С выхода *РС* этот разряд поступает на вход *ФКТК* и с его выхода на цифровой вход *УЦАП*, на выходе которого появляется напряжение U_6, значение которого определяется кодом на цифровом входе *УЦАП*. Напряжение U_6 поступает на второй вход *ДУ*, где вычитается из напряжения U_3, в результате формируется напряжение рассогласования U_7, полярность которого определяет состояние выхода U_{11} компараторов. В момент времени t_3 *РПП* подключает следую-

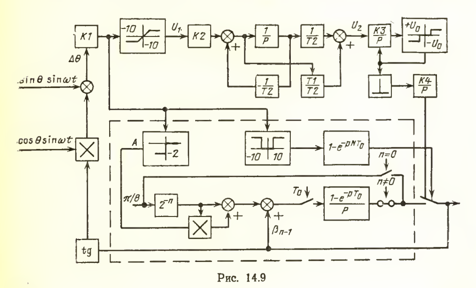


Рис. 14.9

щий разряд к информационному входу *РС* и отключает первый старший разряд, так как на выходе компаратора до момента t_3 сохраняется низкое значение напряжения U_{11}. Соответственно изменяется состояние кода и на выходе *РС*, так как на входе загрузки присутствует разрешающий сигнал U_{10}, соответствующий 1. С выхода *РС* новое значение кода поступает на вход *ФКТК* и с его выхода — на цифровой вход *УЦАП*. На выходе *УЦАП* появляется новое значение напряжения U_6, которое вычитается из напряжения U_3, и на выходе *ДУ* появляется новое значение напряжения рассогласования U_7, полярность которого определяет состояние выхода U_{11} компаратора. При этом напряжение рассогласования U_7 уменьшается по абсолютной величине. В момент времени t_4 *РПП* подключает следующий разряд, не изменяя состояния предыдущего, так как на выходе U_{11} компараторов сохранилось напряжение U_{11}, соответствующее 1. При этом напряжение рассогласования еще более уменьшается. В последующие моменты времени $t_5 - t_{10}$ *РПП* изменяет значение

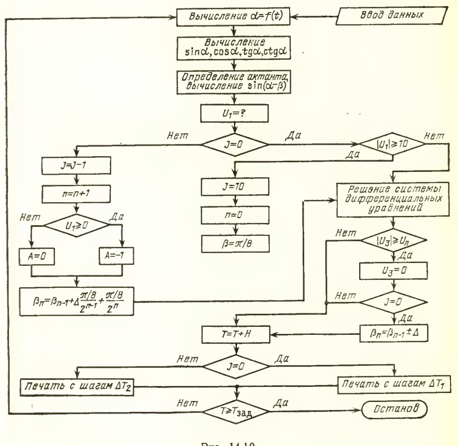
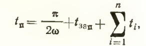


Рис. 14.10

кода в соответствии с выходным напряжением компаратора таким образом, чтобы напряжение рассогласования U_7 стремилось к нулю.

На рис. 14.8 условно показано, что регистр последовательных приближений имеет восемь разрядов и соответственно восемь рабочих тактов $t_2 - t_{10}$. По окончании последнего такта в момент времени t_{10} сигнал завершения преобразования становится равным нулю, разрешая работу *РС* в счетном режиме, а преобразователя — в следящем режиме. При переходе в следящий режим на выходе *РС* фиксируется код $\Phi_{сч}$, цифровое значение которого равно углу поворота ротора *СКВТ*, приведенному в первый октант. Инверсное значение напряжения U_{10} поступает на второй и четвертый входы элемента И — ИЛИ, разрешая прохождение напряжений U_{13} и U_{14} на его выход при последующих скачках угла поворота ротора *СКВТ*.

Время установления преобразователя определяется как числом разрядов *РПП*, которое равно числу разрядов *РС*, так и длительностью одного такта преобразования, которая ограничивается временем установления напряжения на выходе *УЦАП*. Максимальное время $t_п$ установления преобразователя с точностью до значения младшего разряда равно



$$t_п = \frac{\pi}{2\omega} + t_{зап} + \sum_{i=1}^{n} t_i,$$

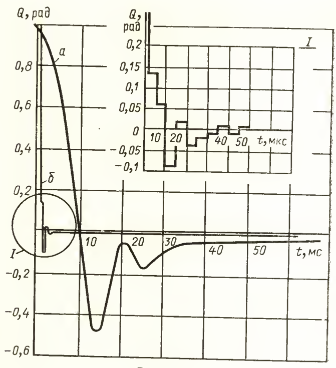


Рис. 14.11

где ω — частота опорного напряжения: $t_{\text{зап}}$ — время определяющее длительность импульса преобразователя; t_i — время одного такта преобразования; n — число разрядов *РПП*. При частоте опорного напряжения 400 Гц ($\omega=2513$ 1/с), числе разрядов РПП $n=10$, времени одного такта $t_i=10\cdot10^{-6}$ с и времени $t_{16}=20\cdot10^{-6}$ с время установления равно $7{,}45\cdot10^{-4}$ с, что на несколько порядков меньше времени, необходимого для преобразователя, работающего только в следящем режиме.

Линейная модель следящего преобразователя [65] не может в достаточной мере отразить особенности динамики адаптивного преобразователя, являющегося нелинейной системой. Оценка динамических свойств отсчетной части произведена цифровым моделированием по схеме рис. 14.9 в соответствии с алгоритмом расчета, представленным на рис. 14.10.

По результатам моделирования построены переходные характеристики следящего (кривая *а*) и адаптивного (кривая *б*) преобразователей (рис. 14.11). Сопоставление их свидетельствует об эффективности предложенного построения в части снижения времени установления: оно уменьшилось на три порядка [66]. Экспериментальная проверка подтвердила достоверность результатов моделирования.

В заключение следует отметить, что при соответствующем построении следящего ЦПП в его отсчетной части можно формировать и цифровой эквивалент скорости $\dot{\Phi}$ входного воздействия $\dot{\theta}$. Код скорости можно получить в режиме слежения преобразованием аналогового сигнала на выходе фильтра низкой частоты ЦПУ с помощью АЦП (см. рис. 14.7). Такой ЦПП обеспечивает решение комплексной задачи получения цифровых эквивалентов угла и скорости, что необходимо в микропроцессорных САУ роботами и манипуляторами при реализации оптимальных алгоритмов управления перемещением [68, 72—74].

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ
МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

15.1. ОСОБЕННОСТИ СТРУКТУР ПОСТРОЕНИЯ

Большинство рассмотренных ранее структур построения *ЦПУ* предназначено для автономной работы. С широким внедрением микропроцессорной техники возникли задачи оптимизации связи между ЦПУ и микроЭВМ. В течение продолжительного периода эти устройства развивались независимо друг от друга, вследствие чего часто оказывалось такую связь осуществить затруднительно. Поэтому важное практическое значение имеет рациональное построение отсчетных устройств ЦПУ, обеспечивающее удобное сопряжение с микроЭВМ, производительность которых постоянно растет. Тенденция к интеграции периферийных устройств заставляет обратиться к многоканальным ЦПУ, позволяющим связать ЭВМ с несколькими датчиками [67]. Такие ЦПУ находят широкое применение в цифровых САУ, информационно-измерительных системах и робототехнике.

Классическим является построение многоканального преобразователя с использованием сельсинов или СКВТ в качестве первичных преобразователей угла, многоканального коммутатора, который по сигналам блока управления

подключает соответствующий *СКВТ* к входам аналоговых запоминающих устройств, выходы которых через другой коммутатор подключаются к преобразователю отношения напряжений в код. Преобразователь осуществляет кодирование напряжений СКВТ независимо от команд управления процессом записи информации. В качестве преобразователя может использоваться отсчетная часть циклического или следящего типа. Применение ЦПУ интегрирующего типа в мультиплексных системах ограничено из-за низкой скорости преобразования [3].

Самые простые многоканальные системы с ЦПУ содержат только одну отсчетную часть циклического типа, соединенную с рядом независимых сельсинов или СКВТ. Синхронизирующая цепь последовательно переключает клеммы преобразователя от одного датчика к другому. Подключение канала к отсчетной части эквивалентно ступенчатому изменению положения вала, которое циклическим ЦПУ отрабатывается лучше, чем следящим. Однако для того чтобы гарантировать правильность выборки, преобразователь должен быть присоединен к каждому источнику сигналов в течение 1,25 мс. Это приводит к уменьшению числа выборок на первичный преобразователь (ПП). Например, в одноканальной системе преобразователь стробирует один источник 800 раз в секунду. При двух ПП каждый опрашивает только 400 раз в секунду. Так как количество выборок в секунду падает, динамическая точность показаний преобразователя падает вместе с ним.

Вернемся к примеру, где преобразователь определяет угол вала, вращающегося со скоростью 100 град/с. В одноканальной системе погрешность ЦПУ не превышает 0,125° (11-разрядная точность). Предположим теперь, что имеется шестиканальная система, например манипулятор с шестью степенями, и скорость вала в каждом канале также равна 100 град/с. Теперь вместо интервала 1,25 мс между выборками для данного канала требуется 7,5 мс. Погрешность составляет 0,7° (8-разрядная точность), т. е. лучше, чем со следящим ЦПУ. Из-за плохой переходной характеристики ему потребовалось бы 100 мс для опроса каждого канала.

Циклическим ЦПУ с периодом стробирования, например, 0,2 мс можно пользоваться, если все источники данных многоканальной системы стробируются одновременно, а выборки уплотняются. Этого можно достичь, поставив УВХ в каждый канал и переключая входные клеммы делителей преобразователя последовательно от канала к каналу. Тогда в каждом канале точность соответствует одноканальной системе до некоторого числа каналов. Это число каналов равно шести, поскольку при времени между пиками 1,25 мс возможно только шесть отдельных периодов обращения длительностью 0,2 мс. Увеличение числа каналов в системе приводит к уменьшению числа выборок в секунду, получаемых из каждого канала.

Если выборка производится на каждом пиковом значении несущей, то за один период выборка осуществляется только в двух каналах. Тогда при n каналах задержка считывания сигнала в секундах должна составлять $n/2f$, где f — несущая частота, Гц.

Очевидно, что эффективным средством повышения быстродействия многоканальных циклических ЦПУ является запитка СКВТ напряжением повышенной частоты. Ее верхняя граница определяется быстродействием УВХ или демодулятора и АЦП. Повышению эффективности этих устройств уделяется существенное внимание с точки зрения как совершенствования технологии ИМС,

так и схемного построеиия [61]. С учетом перспектив развития микросхемотехники следует ожидать в ближайшее время повышения быстродействия АЦП на порядок, что делает целесообразным использование ЦПУ в диапазоне 4000—20 000 Гц.

Одиако для большииства случаев иепременным требованием является запитка сетевым напряжением с частотой 50 или 400 Гц.

На каждый период сигиала иесущей частоты, как правило, берутся два отсчета: один на положительном пике, а другой иа отрицательном. Значения выборки считываются в каждом канале с периодом повтореиия 10 мс для несущей 50 Гц и 1,25 мс для 400 Гц. Обычно коммутатор осуществляет опрос всех каналов за один полупериод несущей. Это означает, что фактический цифровой сигнал каждого сельсина может быть задержаи на время до 10 мс для несущей 50 Гц или до 1,25 мс для 400 Гц. При вращении входного вала со скоростью 10 об/мни такая задержка соответствует угловым погрешностям соответственно 0,6 и 0,075°. Погрешность, вызванная последовательиым опросом каналов, возрастает, если применяется единственная пара УВХ, а сигналы коммутируются в формате СКВТ. Ввиду этого подобные методы выборки приемлемы только для точных измереиий положений медленно вращающихся валов [57].

Недостатки многокаиальиого ЦПУ, представлеиного иа рис. 15.1 [3], обусловлены его построеиием и принципом работы: иаличием иа входе преобразователя многоканального коммутатора, виосящего дополнительные погрешности в исходные сигналы, и последовательиым по времени преобразованием сигналов СКВТ, которое приводит к появлеиию динамических ошибок.

Миогоканальные коммутаторы строятся на осиове МОП- или КМОП-траизисторов в интегральиом исполиении. Погрешности, виосимые коммутатором в сигнальные напряжения, вызваны иесовершенством аналоговых ключей. Эти погрешности определяются как остаточными сопротивлеииями открытых ключей и конечным входным сопротивлением следующих каскадов, так и токами утечки и сопротивлениями закрытых ключей. Сопротивлеиия закрытых ключей совместно с выходными сопротивлеииями СКВТ включеиы параллельио датчи-

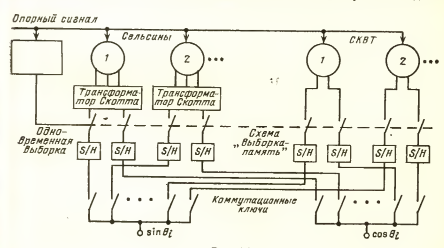


Рис. 15.1

ку выбранного канала, и токи утечки закрытых ключей вызывают погрешности выходного напряжения выбранного канала. Погрешности, вносимые коммутатором в синусное и косинусное напряжения СКВТ, в общем случае не равны между собой и возрастают с увеличением числа каналов преобразователя. Эти погрешности приводят к погрешности преобразования угла поворота в код и ограничивают точность преобразователя.

Для циклического преобразователя, определяющего цифровой эквивалент угла через отношение синусного и косинусного выходных сигналов СКВТ, ошибка преобразования составит

$$\Delta\Phi = \frac{(\delta U_s - \delta U_c)}{2} \sin 2\theta + \frac{\delta U_{п}(\cos\theta + \sin\theta)}{1 - \delta U_{п}(\cos\theta - \sin\theta)}, \qquad (15.1)$$

где $\Delta\Phi$ — абсолютная погрешность выходного кода угла; δU_s, δU_c — относительные погрешности коммутаторов соответственно синусного и косинусного напряжений, а $\delta U_{п}$ — относительная разность между падениями напряжений на них.

Для многоканального ЦПУ, входной коммутатор которого выполнен по схеме рис. 15.1, максимальная погрешность $\Delta\Phi_{max} \approx 2\Delta\Phi$, поскольку в сигнальные напряжения вносят погрешности две схемы коммутации, включенные последовательно между датчиком и отсчетной частью.

Значение погрешности можно определить с учетом конкретных данных, например для 16-канального коммутатора на ИМС серии К143. Воспользовавшись данными, приведенными в [26], получаем относительные погрешности $\delta U_s = 1{,}8 \cdot 10^{-4}$, $\delta U_c = 1{,}2 \cdot 10^{-4}$ и $\delta U_{п} = 7 \cdot 10^{-4}$, что дает максимальную ошибку на выходе преобразователя при $\theta = \pi/4$, равную

$$\Delta\Phi_{max} = 2\left(\frac{\delta U_s - \delta U_c}{2} + \sqrt{2}\,\delta U_{п}\right) = 2 \cdot 10^{-3} \text{ рад.}$$

Таким образом, в таком варианте многоканального преобразователя дополнительная ошибка за счет коммутации может достигать 7′, причем она возрастает при увеличении числа каналов.

Недостатком такого построения, как отмечалось выше, является его ограниченное быстродействие и как следствие — возрастание динамической ошибки при увеличении числа преобразуемых каналов. Максимальная динамическая ошибка преобразователя

$$\Delta\Phi_{\partial max} = A\Omega \sum_{i=1}^{n} \tau_i, \qquad (15.2)$$

где A — амплитуда изменения угла θ; Ω — частота изменения угла поворота СКВТ; n — число каналов преобразователя; τ_i — время преобразования i-го канала.

Общее время преобразования всех n каналов преобразователя

$$\sum_{i=1}^{n} \tau_i = T_0 = \frac{2\pi}{\omega}, \qquad (15.3)$$

где T_0 — период опорного сигнала.

При увеличении числа каналов общее время преобразования превысит T_0 и максимальная динамическая ошибка

$$\Delta\Phi_{\partial\ max}=A\Omega kT_0, \tag{15.4}$$

где $k=\sum_{i=1}^{m}\tau_i T_0^{-1}$ — целое число периодов опорного напряжения, необходимое для преобразования всех m каналов ($m>n$).

Динамические ошибки появляются при преобразовании изменяющихся во времени углов поворота и вызваны конечным быстродействием преобразователя отношения и последовательной его работой. Эта ошибка также возрастает с увеличением числа каналов преобразователя. Недостатки классического многоканального циклического преобразователя угла поворота вала в код, такие как ограниченное быстродействие и точность, увеличивающая сложность при большом числе каналов, вызывают необходимость применять отдельный преобразователь угла на каждый канал или группы датчиков, что приводит к значительным аппаратным затратам.

В том случае, когда производится преобразование сигналов многих датчиков и все они обладают большими угловыми скоростями или их угловое положение должно быть измерено с высокой точностью, обычно используют в каждом канале отсчетную часть следящего типа, а в многоканальную систему подают цифровые выходы преобразователя. Выходные регистры всех преобразователей, как показано на рис. 15.2, подсоединены к общей магистрали данных. Когда команда *Разрешено* получена, ключи в выбранном регистре замыкаются и подсоединяют выход к этой магистрали [3]. Эта система наиболее быстродействующая и точная, но она содержит узлы и элементы с высокой стоимостью и требует больших затрат. Однако для нее исключаются некоторые из проблем более простых систем, связанные с необходимостью передачи квантованных сигналов постоянного тока к общему циклическому преобразователю на значительные расстояния.

Эти проблемы определяются в первую очередь шумами систем передачи постоянного тока. При методе одновременной выборки имеются, кроме того, и иные проблемы, связанные с несущей, — все СКВТ здесь должны питаться от одного и того же источника. При длинных линиях передачи могут возникать квадратурные составляющие и высшие гармоники, порождающие соответствующие погрешности.

Поэтому выбор структуры построения многоканального преобразовательного комплекса для конкретного применения требует тщательного анализа всех

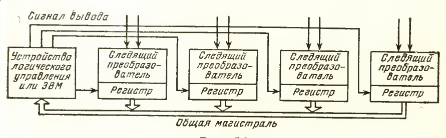


Рис. 15.2

факторов взаимодействия первичного датчика с отсчетной частью и ее — с потребителем выходной информации ЦПУ.

Следует отметить, что в этом плане определенные преимущества для быстродействующих многоканальных систем открываются при использовании преобразователя с переменной структурой (см. рис. 14.7), сочетающего положительные свойства циклического и следящего ЦПУ. Как уже отмечалось, такой ЦПУ может использоваться в качестве многоканального преобразователя, что ведет к существенному упрощению отсчетной части по сравнению с вариантом, представленным на рис. 15.2. Важно отметить, что динамическая ошибка преобразования остается на прежнем уровне для достаточно большого числа каналов.

В том случае, когда число первичных преобразователей в системе приближается к 100, особое значение преобретает построение многоканальных циклических ЦПУ, в которых повышение точности и быстродействия можно получить, производя параллельное преобразование сигналов многих СКВТ в код угла. Поэтому представляет интерес подробное рассмотрение особенностей построения и работы такого ЦПУ, в котором высокие точностные и динамические показатели достигаются за счет использования единого для всех каналов функционального циклического преобразователя кода, реализованного, например, на БИС ПЗУ с тангенсной прошивкой.

15.2. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ЦИКЛИЧЕСКИЕ ЦПУ С ПЗУ

Один из вариантов построения многоканального циклического ЦПУ с ПЗУ описывается в [а. с. 1120383 (СССР)].

Функциональная схема преобразователя представлена на рис. 15.3.

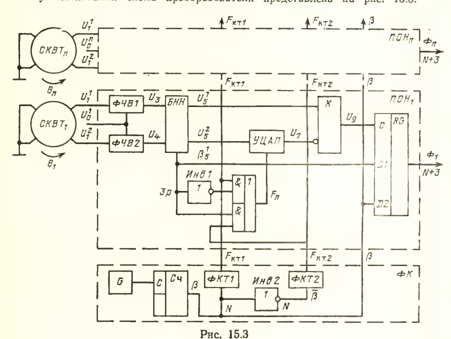


Рис. 15.3

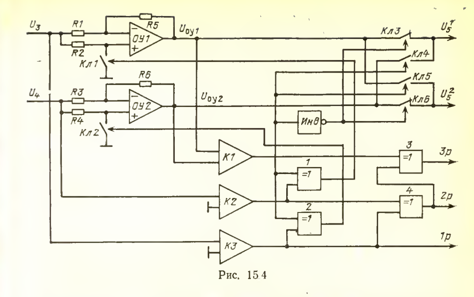


Рис. 15.4

Он содержит n СКВТ, n преобразователей отношения напряжений *ПОН* в код, каждый из которых содержит фазочувствительные выпрямители *ФЧВ1* и *ФЧВ2*, блок нормирования напряжений *БНН*, инвертор *Инв1*, умножающий цифро-аналоговый преобразователь *УЦАП*, элемент *И — ИЛИ*, компаратор *К*, регистр *RG*, формирователь кода *ФК*, состоящий из генератора *G*, счетчика *Сч*, формирователей кода тангенса *ФКТ1* и *ФКТ2* и инвертора *Инв2*. Блок БНН (рис. 15.4) включает в себя шесть постоянных резисторов *R1—R6*, операционные усилители *ОУ1* и *ОУ2*, компараторы *К1—К3*, инвертор *Инв*, элементы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *1—4* и аналоговые ключи *Кл1—Кл6*.

Многоканальный преобразователь работает следующим образом.

Выходные напряжения i-го *СКВТ*, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота, $U^1{}_1 = U \sin \theta_1 \sin \omega t$ и $U^2{}_1 = U \cos \theta \sin \omega t$ поступают на i-й преобразователь отношения напряжений в код, где определяется момент равенства приведенного синусного напряжения приведенному косинусному напряжению, умноженному на код тангенса. В момент равенства напряжений фиксируется выходной код преобразователя отношения напряжений в код, равный углу θ_1 поворота соответствующего *СКВТ*. Фазочувствительные выпрямители *ФЧВ1* и *ФЧВ2* преобразуют выходные напряжения *СКВТ* в постоянные напряжения U_3 и U_4, амплитуды которых пропорциональны синусу и косинусу угла θ_1, а знак определяется совпадением фазы выходных напряжений *СКВТ* с фазой опорного напряжения $U_C = U \sin \omega t$. При совпадении фазы опорного напряжения с фазой сигнального напряжения на выходе фазочувствительных выпрямителей напряжение положительно, в противном случае — отрицательно. Напряжения U_3 и U_4 поступают на вход блока нормирования напряжений, который осуществляет формирование трех старших разрядов (*1р—3р*) выходного кода, соответствующих коду октантов. Напряжение изменяется от 0 до 0,707U в нечетных октантах и от —0,707U до 0 в четных октантах, напряжение $U^2{}_5$ — от U до 0,707 U в нечетных октантах и от 0,707 U до —U в четных октантах. Нормирование напряжений осуществляется с помощью операционных усилителей

ОУ1 и ОУ2, режим работы которых задается аналоговыми ключами *Кл1* и *Кл2*, а коммутация их выходных напряжений — выходными аналоговыми ключами *Кл3—Кл6*. Формирование сигналов управления этими ключами и выявление трех старших разрядов выходного кода производится компараторами *К1—К3* и элементами ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 1—4. При этом компараторы *К2* и *К3* определяют знак напряжений U_3 и U_4, а компаратор *К1* сравнивает их между собой по амплитуде.

Работа компараторов *К2* и *К3* описывается выражениями

$$U_{к2}=0 \text{ при } U_4\geqslant 0 \text{ и } U_{к2}=1 \text{ при } U_4<0;$$

$$U_{к3}=0 \text{ при } U_3\geqslant 0 \text{ и } U_{к3}=1 \text{ при } U_3<0.$$

Компаратор *К1* работает в соответствии с выражениями

$$U_{к1}=1, \text{ если } |U_{оу1}|\geqslant|U_{оу2}|, \text{ и } U_{к1}=0, \text{ если } |U_{оу1}|<|U_{оу2}|.$$

Управляющие сигналы для аналоговых ключей *Кл1*, *Кл2* формируются элементами ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ 1 и 2:

$$U_{Кл1}=U_{к1}+U_{к2}; \quad U_{Кл2}=U_{к1}+U_{к3}.$$

При $U=1$ аналоговый ключ *Кл1* замкнут и операционный усилитель *ОУ1* инвертирует входной сигнал с единичным коэффициентом передачи, при $U_{Кл1}=0$ повторяет. Аналогично операционный усилитель *ОУ2* при $U_{Кл2}=1$ и замкнутом аналоговом ключе *Кл2* инвертирует входной сигнал, а при $U_{Кл2}=0$ повторяет. Для обеспечения единичного коэффициента передачи резисторы *R1* и *R5*, *R3* и *R6* выбираются равными. Сигналы управления аналоговыми ключами *Кл3—Кл6* формируются компаратором *К1* и инвертором. При этом, когда $U_{к1}=1$, замкнуты аналоговые ключи *Кл4* и *Кл5*, при $U_{к2}=0$ замкнуты аналоговые ключи *Кл3* и *Кл6*. Этим обеспечивается правильное изменение напряжений U^1_5 и U^2_5 во всех октантах. Старшие разряды выходного кода (*1р—3р*) формируются элементами ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *3* и *4* и компараторами *К1—К3*.

Работа БНН поясняется табл. 15.1 и временными диаграммами рис. 15.5.

Умножающий цифро-аналоговый преобразователь формирует напряжение U_7, равное

$$U_7=U^2_5F^1_n, \qquad (15.5)$$

где F^1_n — значение кода на выходе элемента *И — ИЛИ*, равное $F^1_n=F_{кт1}\overline{3p}\vee \vee F_{кт2}3p$, где $F_{кт1}$ и $F_{кт2}$ — выходные коды формирователей кода тангенса (рис. 15.3).

Компаратор сравнивает по амплитуде между собой напряжения U^1_5 и U_7: при $U_9=1$ $U^1_5\geqslant U_7$, при $U_9=0$ $U^1_5<U_7$.

Выходным сигналом компаратора U_9 осуществляется запись информации в регистр по отрицательному фронту сигнала U_9. На информационные входы регистра поступают три старших разряда выходного кода с выхода блока формирования напряжений и N разрядов выходного кода с выхода формирователя кода, с которого код также подается на формирователь кода тангенса *ФКТ1* непосредственно и на формирователь *ФКТ2* через инвертор. Формирователи кода тангенса представляют собой постоянные запоминающие устройства, имеющие прошивки, соответствующие коду тангенса угла, поступающего на их входы. Они формируют код тангенса угла в пределах от 0 до $\pi/4$. Код счетчика, эквивалентный углу β, изменяется от 0 до $\pi/4$, инвертированное значение этого кода

Таблица 15.1

Октант	U_3	U_4	$\|U_3\|, \|U_4\|$	U_5^1	U_5^2	1p	2p	3p	F_8^1
1	$\geqslant 0$	$\geqslant 0$	$\|U_3\| < \|U_4\|$	$U \sin\theta_1$	$U \cos\theta_1$	0	0	0	$\operatorname{tg}\beta_{13}$
2	$\geqslant 0$	$\geqslant 0$	$\|U_3\| \geqslant \|U_4\|$	$-U \cos\theta_1$	$-U \sin\theta_1$	0	0	1	$\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \beta_{13}\right)$
3	$\geqslant 0$	<0	$\|U_3\| \geqslant \|U_4\|$	$-U \cos\theta_1$	$U \sin\theta_1$	0	1	0	$\operatorname{tg}\beta_{13}$
4	$\geqslant 0$	<0	$\|U_3\| < \|U_4\|$	$-U \sin\theta_1$	$U \cos\theta_1$	0	1	1	$\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \beta_{13}\right)$
5	<0	<0	$\|U_3\| < \|U_4\|$	$-U \sin\theta_1$	$-U \cos\theta_1$	1	0	0	$\operatorname{tg}\beta_{13}$
6	<0	<0	$\|U_3\| \geqslant \|U_4\|$	$U \cos\theta_1$	$U \sin\theta_1$	1	0	1	$\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \beta_{13}\right)$
7	<0	$\geqslant 0$	$\|U_3\| \geqslant \|U_4\|$	$U \cos\theta_1$	$-U \sin\theta_1$	1	1	0	$\operatorname{tg}\beta_{13}$
8	<0	$\geqslant 0$	$\|U_3\| < \|U_4\|$	$U \sin\theta_1$	$-U \cos\theta_1$	1	1	1	$\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \beta_{13}\right)$

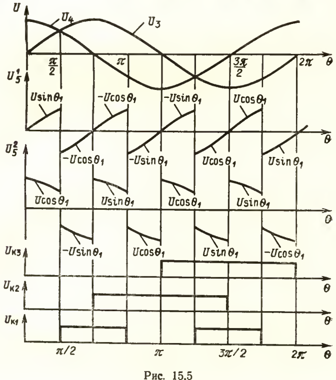


Рис. 15.5

изменяется от $\pi/4$ до 0, на выходе формирователя *ФКТ1* получается код $F_{к.т1}$ тангенса угла β, равный $\operatorname{tg}\beta$, а на выходе формирователя *ФКТ2* — код $F_{к.т2}$ тангенса дополнительного угла, равный $\operatorname{tg}(\pi/4-\beta)$. Все N разрядов кода угла β и коды тангенса угла формирователей $F_{к.т1}$ и $F_{к.т2}$ поступают на выход формирователя кода.

Рассмотрим работу многоканального преобразователя на примере преобразования угла поворота θ_1 *СКВТ* для первого канала (см. рис. 15.3). Выходные напряжения *СКВТ* U_1^1 и U_1^2, пропорциональные синусу и косинусу угла θ_1, поступают на вход преобразователя отношения напряжений в код, где выпрямляются с учетом фазы опорного напряжения U_0^1 фазочувствительными выпрямителями *ФЧВ1* и *ФЧВ2*. Постоянные напряжения U_3 и U_4, значения которых определяются синусом и косинусом угла θ_1, а знак — соотношением фаз опорного напряжения U_0^1 и сигнальных напряжений U_1^1 и U_1^2, поступают на вход блока нормирования напряжений, который формирует напряжения U_5^1 и U_5^2. Например, если угол θ_1 *СКВТ* находится в пределах первого октанта, то напряжения U_5^1 и U_5^2 равны

$$U_5^1=U\sin\theta_1; \tag{15.6}$$

$$U_5^2=U\cos\theta_1. \tag{15.7}$$

Если угол θ_1 находится во втором октанте, то U_5^1 и U_5^2 равны

$$U_5^1=-U\cos\theta_1; \tag{15.8}$$

$$U_5^2=-U\sin\theta_1. \tag{15.9}$$

Выражая полный угол поворота θ_1 *СКВТ* через приведенный угол θ_{1n}, получаем

$$\theta_1=\theta_{1n}+(n-1)\frac{\pi}{4}, \tag{15.10}$$

где θ_{1n} — угол поворота *СКВТ*, приведенный к первому октанту; $n=1\div 8$ — номер октанта.

Заменяя в выражениях (15.5)—(15.10) угол θ_1 приведенным углом, получаем для первого октанта

$$U_5^1=U\sin\theta_1=U\sin\theta_{1n}, \tag{15.11}$$

$$U_5^2=U\cos\theta_1=U\cos\theta_{1n}; \tag{15.12}$$

для второго октанта

$$U_5^1=-U\cos\left(\theta_{1n}+\frac{\pi}{4}\right)=U\sin\left(\theta_{1n}-\frac{\pi}{4}\right); \tag{15.13}$$

$$U_5^2=-U\sin\left(\theta_{1n}+\frac{\pi}{4}\right)=-U\cos\left(\theta_{1n}-\frac{\pi}{4}\right); \tag{15.14}$$

для седьмого октанта

$$U_5^1=U\cos\left(\theta_{1n}+\frac{6\pi}{4}\right)=U\sin\theta_{1n}; \tag{15.15}$$

$$U_5^2=-U\sin\left(\theta_{1n}+\frac{6\pi}{4}\right)=U\cos\theta_{1n}. \tag{15.16}$$

Соответственно напряжения U_5^1 и U_5^2 равны

$$U_5^1=U\sin\theta_{1n}; \tag{15.17}$$

$$U_5^2=U\cos\theta_{1n} \tag{15.18}$$

для нечетных октантов и

$$U_5^1 = U \sin(\theta_{1n} - \pi/4); \quad (15.19)$$

$$U_5^2 = -U \cos(\theta_{1n} - \pi/4) \quad (15.20)$$

для четных октантов.

Напряжение U_5^2 поступает на цифро-аналоговый преобразователь, где перемножается со значением кода тангенса F_n^1, который равен $\operatorname{tg}\beta$ в нечетных октантах и $F_n^1 = -\operatorname{tg}(\beta - \pi/4)$ в четных. Выходное напряжение цифро-аналогового преобразователя U_7 с учетом (15.18) и (15.20) равно

$$U_7 = U \cos\theta_{1n} \operatorname{tg}\beta \quad (15.21)$$

для нечетных октантов и

$$U_7 = U \cos\left(\theta_{1n} - \frac{\pi}{4}\right) \operatorname{tg}\left(\beta - \frac{\pi}{4}\right) \quad (15.22)$$

для четных

Напряжения U_7 и U_5 поступают на компаратор, где сравниваются по амплитуде. Выходным сигналом компаратора обеспечивается запись информации в регистр по отрицательному фронту сигнала U_9 во всех октантах. В момент равенства напряжений $U_5^1 = U_7$ получаем для нечетных октантов

$$U \sin\theta_{1n} = U \cos\theta_{1n} \operatorname{tg}\beta; \quad (15.23)$$

$$\operatorname{tg}\theta_{1n} = \operatorname{tg}\beta \theta_{1n} = \beta \quad (15.24)$$

и для четных октантов

$$U \sin(\theta_{1n} - \pi/4) = U \cos(\theta_{1n} - \pi/4)(\operatorname{tg}\beta - \pi/4); \quad (15.25)$$

$$\operatorname{tg}(\theta_{1n} - \pi/4) = \operatorname{tg}(\beta - \pi/4)\theta_{1n} = \beta.$$

Таким образом, в момент равенства напряжений U_5^1 и U_7 приведенный угол поворота *СКВТ* θ_{1n} равен коду угла β счетчика. Код угла β изменяется непрерывно циклически от 0 до $\pi/4$ и поступает на вход регистра. В момент равенства напряжений U_5^1 и U_7 в регистр записываются код угла β, равный углу θ_{1n} *СКВТ*, и код октантов (*1р—3р*) β_5', дополняющий приведенный угол поворота θ_{1n} до полного угла *СКВТ* θ_1. Код октантов β_5' поступает с блока нормирования напряжений на вход регистра.

Временные диаграммы (рис. 15.6) соответствуют углу поворота θ_1 *СКВТ*, равному 37°, нормированные напряжения U_5^1 и U_5^2 положительны, так как угол поворота θ_1 находится в первом октанте. Напряжение U_7 цифро-аналогового преобразователя изменяется в соответствии с кодом $F_n = \operatorname{tg}\beta$ от 0 до U_5^2, при этом код угла β счетчика изменяется непрерывно циклически от 0 до $\pi/4$. Напряжение $U_7 \leqslant U_5^1$ в моменты времени от 0 до t_1, при этом $U_9 = 1$; в момент времени от t_1 до t_2 $U_7 > U_5$, при этом $U_9 = 0$. В момент времени t_1 $U_7 = U_5^1$, U_9 изменяет свое значение с 1 до 0, и по отрицательному фронту производится запись информации в регистр. Этому моменту соответствует равенство приведенного угла поворота *СКВТ* коду угла β.

Временные диаграммы, представленные на рис. 15.7, соответствуют углу θ_1 поворота *СКВТ*, равному 248°, нормированные напряжения U_5^1 и U_5^2 отрицательны, что соответствует шестому октанту. Напряжение цифро-аналогового преобразователя изменяется в соответствии с кодом $F_n^1 = \operatorname{tg}(\pi/4 - \beta)$, что определяется изменением инвертированного кода угла β счетчика от $\pi/4$ до 0 на вхо-

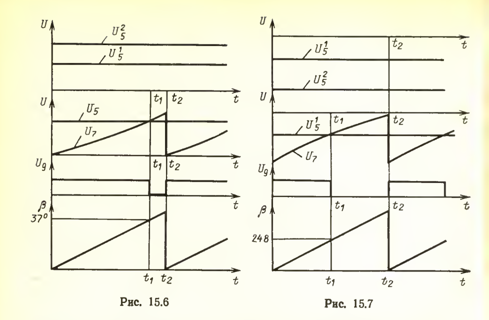


Рис. 15.6

Рис. 15.7

де *ФКТ2*. Код угла β изменяется непрерывно, циклически. В моменты времени от 0 до t_1 напряжение $U_7 \leqslant U_5^1$, при этом $U_9=1$; в моменты времени от t_1 до t_2 напряжение $U_7>U_5$, при этом $U_9=0$. В момент времени t_1 U_9 изменяет свое значение с 1 на 0 и по отрицательному фронту сигнала U_9 производится запись в регистр кода угла β, эквивалентного приведенному углу $\theta_{1п}$ *СКВТ*, и кода октантов β_5^1 (*1р—3р*), дополняющего приведенный угол до полного угла θ_1 *СКВТ*. Период изменения кода угла β определяется числом *N* разрядов счетчика и временем τ_i установления *i*-го разряда цифро-аналогового преобразователя:

$$T_{сч}=(2^N-1)\tau_i. \qquad (15.26)$$

Этот период определяет быстродействие преобразователя.

В таком варианте преобразователя за счет исключения многоканального коммутатора отсутствуют дополнительные погрешности. Это позволяет реализовать многоканальный преобразователь угла поворота вала в код с точностью, эквивалентной 12 двоичным разрядам кода угла с числом каналов до 100. Быстродействие преобразователя определяется периодом изменения кода угла β, при этом динамическая ошибка равна

$$\Delta\beta_{дин}=A\Omega(2^N-1)\tau_i. \qquad (15.27)$$

Динамическая ошибка преобразователя не зависит от числа каналов и определяется периодом $T_{сч}$ изменения кода угла β, который при этом не превышает периода изменения опорного напряжения частотой 400 Гц и одинаков для всех каналов преобразователя. Все это позволяет увеличить число каналов преобразователя до нескольких десятков, при этом точность и быстродействие преобразователя остаются без изменения. Увеличение числа каналов не требует изменения структуры преобразователя и формирования дополнительных управляющих сигналов, что расширяет эксплуатационные возможности ЦПП.

Увеличение числа каналов производится простым добавлением ПОН, при этом дополнительные каналы подключаются к шине данных, например, через шинные формирователи без коммутации аналоговых сигналов. Увеличение числа каналов не приводит к появлению дополнительных погрешностей в выходном коде.

15.3. ОТОБРАЖЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Одной из важных задач, возникающих при использовании ЦПП в системах управления, робототехинке и других микропроцессорных комплексах, является отображение на цифровом табло или дисплее выходной информации о перемещениях в удобной для оператора форме. В большинстве таких систем имеется принципиальная возможность выполнения необходимых преобразований микро-ЭВМ по соответствующей подпрограмме. Однако с целью экономии машинного времени целесообразно для этого использовать аппаратные средства. Они необходимы и для автономных систем, не содержащих вычислительных средств, способных выполнить такие преобразования.

Большинство рассмотренных выше ЦПУ преобразует угловые перемещения в двоичный код, вывод которого в системы индикации не всегда удобен с точки зрения восприятия оператором. Поэтому возникает необходимость преобразования двоичного эквивалента преобразуемого угла в код угловых градусов, минут и секунд с последующим выводом результата преобразования на табло индикации.

Эта задача может быть решена методом прямого преобразования, что связано со значительным объемом аппаратуры при большом числе разрядов преобразователя. Более простое построение [а. с. 297960 (СССР)] реализуется путем преобразования цифрового эквивалента в число-импульсный код, из которого по определенному алгоритму исключается часть импульсов. Оставшиеся импульсы переписываются в счетчик, содержащий декады и секстады, т. е. формирующий двоично-десятичный угловой код. Недостаток такого построения состоит в сложности цепи корректирующих делителей, которая с увеличением точности преобразования усложняется, и в невозможности преобразования в двоично-десятичный код градусов и долей градусов, а также тысячных делений угломера и т. п.

Существенного упрощения преобразователя, а также устранения возрастания ошибки можно достичь на основе суммирования двоичной константы, равной весу младшего разряда двоичного кода угла, выраженному в долях младшего разряда выходного кода, т. е. в долях угловой секунды [а. с. 970354 (СССР)].

Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 15.8. Она содержит генератор импульсов *G*, схемы совпадения *И1* и *И2*, двоичный счетчик *Ст2* с дешифратором *CR*, двоично-десятичный счетчик *Ст*, регистр *RG* и сумматор *SM*.

Преобразователь работает следующим образом.

В начале цикла преобразования в счетчике *Ст2* записывается преобразуемое число *N*, поступающее по входу, и производится обнуление регистра *RG* и счетчика *Ст*. После записи в двоичный счетчик числа *N* дешифратор разрешает прохождение импульсов генератора через элемент *И1*. Эти импульсы поступают на вычитающий вход *Ст2*, уменьшая записанное в него число. После прохождения

17*

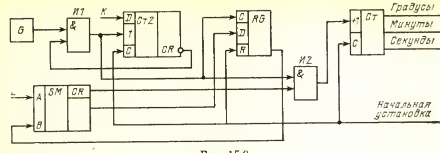


Рис. 15.8

N-го импульса *Ст2* приходит в нулевое состояние и дешифратор запрещает дальнейшее прохождение импульсов через элемент *И1*. При этом на тактовый вход *RG* и в первый вход элемента *И2* поступает также N импульсов.

Число импульсов k, прошедших через элемент *И2* на вход счетчика *Ст* угловых единиц, равно числу тактов, в которых на втором выходе сумматора возникает сигнал переноса, что в свою очередь равно целой части суммы

$$\Sigma = \frac{NC}{V} = k + \frac{\Delta}{V}; \quad V = 2^m, \tag{15.28}$$

где C — константа, поступающая на вход сумматора по входу константы; m — число двоичных разрядов сумматора, равное числу разрядов *RG*; Δ — число, записанное в регистре после N-го такта.

Для того чтобы преобразователь не имел набегающей ошибки, значение константы C следует выбирать из условия нулевого значения при максимальном значении преобразуемого угла (360°)

$$\Sigma_m = \frac{N_m C}{V} = K_m; \quad N_m = 2^n, \tag{15.29}$$

где n — число разрядов *Ст2*, а K_m — число состояний счетчика *Ст* угловых единиц.

Из равенства (15.29) находится константа

$$C = \frac{K_m V}{N_m} = \frac{K_m}{2^{n-m}}. \tag{15.30}$$

Поскольку K_m представляет собой целое число, при соответствующем выборе числа разрядов счетчика и сумматора константа C — также целое число и, следовательно, выполняется условие отсутствия набегающей ошибки. Текущее значение ошибки преобразования определяется из (15.28) и (15.30):

$$\delta = \frac{\Delta}{V} = \frac{K_m}{N_m} N - K$$

и не превышает величины младшего разряда *Ст* угловых единиц.

Пример 1. Преобразователь 18-разрядного двоичного кода угла ($n=18$) в двоично-десятичный код градусов, минут. $(K_m)_{10}=360\times60=21\,600$; $(K_m)_2 = 101\,010\,001\,100\,000$.

Из условия целочисленности константы C $n-m=5$, отсюда $m=n-5=13$, а из условия (15.30) $C_2 = 0\,001\,010\,100\,011$. Нули в старших разрядах константы

выравнивают чнсло ее разрядов и чнсло разрядов *SM*. Если чнсло значащнх разрядов константы превышает чнсло разрядов *SM*, то необходимо увелнчить разрядность *SM* и *Ст2*.

Пример 2. Преобразователь 16-разрядного двоичного кода угла ($n=16$) в двоично-десятичный код градусов, десятых и сотых долей градуса. $(K_m)_{10}=$ $=360\times100=36\,000$; $(K_m)_2=1\,000\,110\,010\,100\,000$.

Из условия целочисленности константы $m=n-5=11$, тогда $C_2=$ $=10\,001\,100\,101$.

Такое построение преобразователя позволяет получить выходной код угла в любых других угловых единицах, что достигается соответствующим выбором структуры суммирующего счетчнка и константы.

Недостатком этого преобразователя является невозможность получения двоично-десятичного кода угловых единиц в днапазоне $\pm180°$, а также значительное время преобразования (порядка единиц мнллисекунд), пропорциональное числу N. Устранение первого недостатка может быть достигнуто за счет того, что *Ст2* в диапазоне от 0 до 180° (старший разряд двоичного кода угла $N_0=0$) работает на вычитание, а в диапазоне от 0 до —180° ($N_0=1$) — иа сложение. При этом на выходе *Ст* формируется код угловых единиц в пределах 0—180°, а знак кода определяется значением N_0. Одновременно с этим уменьшается максимальное число рабочих тактов преобразователя, что повышает его быстродействие.

Применение преобразователя с такнм высоким быстродействнем удобно в системах с автоматической регистрацией данных о цифровом эквиваленте преобразуемого угла.

Для считывания показаний нндикатора угла, который подключается к выходу преобразователя, оператору необходимо время в пределах 0,5—1 с [а. с. 1068929 (СССР)], поэтому наиболее рациональным с точки зрения воспрнятия информацни и аппаратных затрат на реализацию быстродействия следует считать время, определяемое этнм значеннем.

Схема преобразователя, обеспечивающего удобный для оператора темп выдачи информации, представлена на рис. 15.9.

Устройство содержит генератор импульсов *ГИ*, двоичный счетчик *ДС*, двоично-десятичные счетчики секунд *СС*, минут *СМ* и градусов *СГ*, соответственно корректирующий счетчик *КС*, триггер-защелку *ТЗ*, устройство сравнения *УС*, одновибраторы *ОВ1* и *ОВ2*, выходной регистр *ВР*, элементы *И—НЕ 1—3* и элемент *И*. Счетчики в совокупности образуют двоично-десятичный счетчнк градусов, минут и секунд *СГМС*.

Преобразователь работает следующим образом.

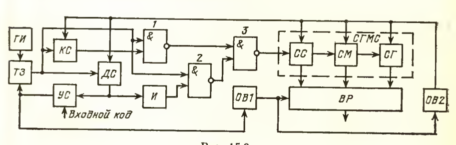


Рис. 15.9

Последовательность импульсов от *ГИ* поступает на первый вход *ТЗ*, функции которого при наличии логического 0 на его втором входе совпадают с логической функцией элемента *И*, а при переходе сигнала на втором входе в состояние логической 1 на выходе фиксируется состояние первого входа, соответствующее моменту перехода. Последующие изменения сигнала на первом входе не изменяют состояние на выходе до тех пор, пока логическая 1 на втором входе *ТЗ* не сменится на логический 0. До момента сравнения выходного кода *ДС* с входным кодом в *УС* на выходе его сохраняется логический 0, что позволяет последовательности импульсов с выхода *ТЗ* заполнять *ДС*.

В момент сравнения изменение уровня на выходе *УС* на логическую 1 запирает *ТЗ* для прохождения импульсов, причем последнее состояние выхода *ТЗ* сохраняется. Блок *ОВ1* вырабатывает импульс записи информации с выходов *СГМС* в *ВР*. По срезу импульса записи с выхода *ОВ1*, *ОВ2* вырабатывается импульс, устанавливающий в нуль *СГМС*, *ДС* и *КС*. Рассогласование нулевого кода на выходе *ДС* с входным кодом приводит к изменению уровня на выходе *УС* на логический 0, в результате чего *ТЗ* открывается для прохождения импульсов и цикл преобразования повторяется.

В отличие от прямой последовательности импульсов, поступающей на вход *ДС*, последовательность импульсов, поступающая на вход двоично-десятичного *СС*, скорректирована. Суть коррекции заключается в регулярном исключении импульсов из прямой последовательности.

При наличии нуля на выходе элемента *И*, а также единицы на выходе *КС* последовательность импульсов с выхода *ТЗ* через элементы *И — НЕ1* и *3* поступает на счетный вход двоично-десятичного *СС*. С периодичностью, определяемой коэффициентом пересчета корректирующего счетчика, на его выходе появляется импульс нулевого логического уровня, совпадающий по длительности и моменту возникновения с входным импульсом. При этом импульс входной последовательности с выхода *ТЗ* на вход двоично-десятичного *СС* не проходит, т. е. не происходит коррекции входной последовательности на вычитание. Если на выходе элемента *И* появляется единица и сохраняется в течение всего времени воздействия корректирующего импульса с выхода *КС* на второй вход элемента *И—НЕ1*, то входной импульс проходит на вход двоично-десятичного *СС* через элементы *И — НЕ 2* и *3*. Таким образом, с периодичностью, определяемой появлением на входах элемента *И* совокупности логических 1, происходит коррекция на сложение.

Входы элемента *И* могут быть подключены к любой комбинации прямых и инверсных разрядных выходов счетчика, что позволяет получить на его выходе последовательность импульсов, необходимую для коррекции на сложение периодичности и длительности.

Например, в 20-разрядном двоичном коде содержится 1 048 576 двоичных квантов, а в полной окружности при цене кванта 5 угловых секунд содержится 259 200 квантов угловой меры, которые с погрешностью, меньшей одного кванта, можно представить как

$$259\,200 = \frac{1\,048\,576 - 1\,048\,576:89 + 4}{4}.$$

Из этого следует, что *КС* для коррекции на вычитание должен иметь коэффициент пересчета 89, а элемент *И* должен для коррекции на сложение выработать на полный угол 2 импульса, поскольку квант соответствует одному логи-

ческому уровню, а импульс эквивалентен двум логическим уровням; для коррекции четырех квантов необходимо два корректирующих импульса.

Для равномерного распределения ошибок разных знаков корректирующие на сложение импульсы должны соответствовать углам примерно 90 и 270°. Длительность корректирующих на сложение импульсов должна быть меньше периода импульсов счетчика, корректирующего на вычитание, для исключения возможности ошибочной коррекции подряд двух импульсов *КС*. С учетом этих требований к входам элемента *И* необходимо подключить прямой выход второго разряда, а также инверсные выходы 3—14 разрядов 20-разрядного счетчика, первый разряд считается старшим. При этом на полном угле на выходе элемента *И* вырабатываются два импульса единичного уровня с длительностью, эквивалентной длительности $2^6=64$ импульсов входной последовательности, что, как и требуется, меньше периода импульсов счетчика, эквивалентного длительности 89 импульсов входной последовательности.

Таким образом, два импульса счетчика, корректирующего прямую последовательность на вычитание, оказываются в пределах импульсов с выхода элемента *И*, что на выходе третьего элемента *И — НЕ* соответствует коррекции прямой последовательности импульсов на сложение.

Выходной регистр преобразователя содержит код угла в течение всего времени преобразования, который изменяется в соответствии с изменением входного кода только в моменты, определяемые сигналом, вырабатываемым *СС*. При изменении кода на входе *СС* изменение входного угла состояние регистра двоично-десятичного кода сразу вслед за моментом сравнения в точности соответствует углу, двоичный код которого присутствует в этот момент на входе преобразователя и сохраняется до следующего момента сравнения. При этом преобразователь позволяет наблюдать за изменением измеряемого угла, происходящим с максимально допустимой для сохранения возможности восприятия человеком скоростью.

Часть четвертая

ПУТИ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ АМПЛИТУДНЫХ ЦПП

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ЦПП С ЦИФРОВЫМИ ИНТЕГРАТОРАМИ

16.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ЦИФРОВЫМИ ИНТЕГРАТОРАМИ

Для устранения ограничений, свойственных ЦПУ на основе непрерывного генератора гармонических сигналов [3, 81], предложена структура построения [63], в которой задание начальных условий и вращение вектора производятся в цифровой форме. Выбор масштаба преобразования осуществляется суммированием констант на каждом такте работы цифрового квазигармонического генератора [а. с. 875421 (СССР)].

Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 16.1, где приняты следующие обозначения: *ВО* — выявитель октантов; *АК* — аналоговый коммутатор; *АЦП* — аналого-цифровой преобразователь; *МР* — мультиплексор; *ФК* — формирователь констант; *БУ* — блок управления; *ДШ* — дешифратор; *НС* — накапливающий сумматор; *ГИ* — генератор импульсов; *ФКТ* — формирователь кода тангенса; *ЦО* — цифровой осциллятор (генератор); *А*, *В* и *С* — константы.

Начальные условия вводят в виде кода тангенса угла, приведенного в первый октант. Получение этого кода и трех старших разрядов кода угла осуществляется *ФКТ*. На входы *АК* и *ВО* поступают два сигнала постоянного тока, пропорциональные синусу и косинусу входного угла. Преобразование сигналов *СКВТ* в сигналы постоянного тока осуществляется либо демодуляторами,

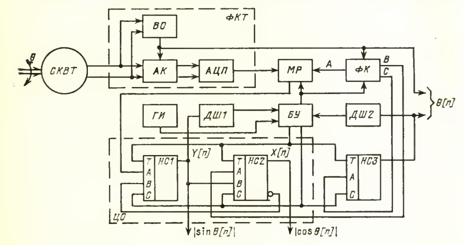


Рис. 16.1

либо пиковыми детекторами выборка—память. Три старших разряда кода θ формируются из номера октанта.

Путем сравнения выходных сигналов *СКВТ* между собой и с нулевым уровнем определяют номер октанта, в котором находится угол поворота вала *СКВТ;* используя номер октанта, формируют напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла θ, приведенного в первый октант ($\sin\beta$, $\cos\beta$); с помощью линейного аналого-цифрового преобразования находят код отношения этих напряжений, т. е. код $\operatorname{tg}\beta$. Первым принят октант, в котором $\sin\theta\leqslant 0$, $\cos\theta\leqslant 0$, $\sin\theta<\cos\theta$; увеличение номера октанта — против часовой стрелки. По известному номеру октанта определяются сигналы, пропорциональные синусу и косинусу угла θ, приведенного в первый октант, по следующим выражениям:

$$\left.\begin{array}{l}\sin\beta=|\sin\theta|,\ \cos\beta=|\cos\theta| \text{ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;}\\ \sin\beta=|\cos\theta|,\ \cos\beta=|\sin\theta| \text{ во 2, 3, 6-м и 7-м октантах.}\end{array}\right\} \quad (16.1)$$

В качестве эталонного сигнала используется сигнал, пропорциональный $\cos\beta$, а в качестве измеряемого — пропорциональный $\sin\beta$.

При нулевом выходном коде *НС3* по сигналу *ДШ2 БУ* формирует команду, которая разрешает прохождение кода $\operatorname{tg}\beta$ с выхода *АЦП* через *МР* на вход *А* старших разрядов *НС1*; при этом по шине *В ФК* вводится единичный код, поступающий на вход *А* старших разрядов *НС2*. Одновременно *БУ* формирует импульс записи на установочные входы *НС1* и *НС2*, записывающий в них код $\operatorname{tg}\beta$ и константу *В* соответственно. Вслед за этим по импульсам, поступающим с выхода *БУ* на тактовые входы *НС1* и *НС2*, начинается их совместная работа. Замкнутые в кольцо, *НС1* и *НС2* представляют собой цифровой осциллятор, описываемый системой разностных уравнений [а. с. 875421 (СССР)]

$$Y[n]=Y[n-1]-X[n-1]K;\quad X[n]= =X[n-1]+Y[n-1]K, \quad (16.2)$$

где $Y[n]$ — решетчатая функция, соответствующая выходному коду *НС1*; $X[n]$ — решетчатая функция, соответствующая выходному коду *НС2*; $K=2^{-m}$ — число, равное отношению цен разрядов между входами *А* и *В* сумматоров *НС1* и *НС2*; m — смещение разрядной сетки между входами *А* и *В НС1* и *НС2*; n — число импульсов, поданных на тактовые входы *НС1* и *НС2*.

Решением системы (16.2) являются решетчатые функции

$$\left.\begin{array}{l} Y[n]=-1(1+K^2)^{n/2}\sqrt{X^2[0]+Y^2[0]}\sin\left(n\operatorname{arctg}K-\operatorname{arctg}\dfrac{Y[0]}{X[0]}\right);\\ X[n]=(1+K^2)^{n/2}\sqrt{X^2[0]+Y^2[0]}\cos\left(n\operatorname{arctg}K-\operatorname{arctg}\dfrac{Y[0]}{X[0]}\right),\end{array}\right\} \quad (16.3)$$

где $Y[0]=\operatorname{tg}\beta$, $X[0]=1$ — начальные условия.

В результате преобразования формируется число-импульсный код, вес которого выявляется функцией числа K.

Геометрическая интерпретация процесса решения системы (16.2) есть вращение вектора, заданного своими декартовыми координатами $Y[n]$, $X[n]$, происходящее с дискретными приращениями $\operatorname{arctg}K$ по внешнему тактирующему сигналу, от первоначального положения, задаваемого начальными условиями $Y[0]$, $X[0]$. Пользуясь (16.3), можно определить число импульсов n, поданых на

тактовые входы *НС1* и *НС2* с момента начала вращения вектора до момента равенства нулю выходного кода *НС1*, т. е. $Y[n]=0$:

$$n = \frac{1}{\operatorname{arctg} K} \operatorname{arctg} \frac{Y[0]}{X[0]} = \frac{\beta}{\operatorname{arctg} K}. \quad (16.4)$$

Для формирования двоичного кода узла *НС3* производит по тактовым импульсам суммирование константы C, которой присваивается формирователем констант в нечетных октантах значение $C=\operatorname{arctg} K$, а в четных — $C=-\operatorname{arctg} K$ в дополнительном коде. Таким образом, при переходе выходного кода *НС1* через нуль, что фиксируется *ДШ1*, на выходе *НС3* формируется код угла β в нечетных октантах или код угла $(\pi/4-\beta)$ в четных, который совместно с тремя старшими разрядами кода октантов представляет код угла θ.

После того как в *НС3* сформировался код угла, по сигналу *ДШ1 БУ* формирует команду, по которой разрешается прохождение через *МР* констант A и B; *ФК* присваивает им значения

$A=B=\sqrt{2}/2$ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;

$A=1$, $B=0$ во 2, 3, 6-м и 7-м октантах;

Одновременно *БУ* формирует импульс записи на установочных входах *НС1* и *НС2*, записывая в них константы A и B. Вслед за этим по импульсам, поступающим с выхода *БУ* на тактовые входы *НС1—НС3*, производится вращение исходного единичного вектора, заданного начальными координатами $(\sqrt{2}/2, \sqrt{2}/2$ или $1,0)$ при одновременном суммировании в *НС3* константы C, причем константе C на этом этапе присваивается значение

$C=\operatorname{arctg} K$ в 1, 2, 5-м и 6-м октантах;

$C=-\operatorname{arctg} K$ в 3, 4, 7-м и 8-м октантах.

Тактовые импульсы продолжают поступать до тех пор, пока угол, полученный на первом этапе работы в *НС3*, не дополнится до нуля, что фиксирует *ДШ2*. При этом исходный вектор повернется на угол $(\pi/4-\beta)$ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах или на угол β во 2, 3, 6-м и 7-м октантах, как показано на рис. 16.2, а на выходах *НС1* и *НС2* сформируются коды модулей синуса и косинуса угла поворота θ. Знаковый разряд кода синуса совпадает со старшим разрядом кода октанта, а знаковый разряд кода косинуса получается суммированием по модулю 2 двух старших разрядов кода октантов. Таким образом, амплитудный преобразователь на основе цифрового осциллятора осуществляет не только преобразование угла поворота вала в код, но и формирование цифровых эквивалентов синуса и косинуса этого угла. Такое расширение функциональных возможностей преобразователя позволяет при решении задач существенно разгрузить ЭВМ благодаря исключению операций вычисления синуса и косинуса угла и высвободить существенную часть машинного времени [63].

Точность отсчетной части рассмотренного преобразователя определяется в основном погрешностью *ФКТ*, определяющего цифровой код $\operatorname{tg} \beta$. Цифровой осциллятор вносит лишь погрешность, определяемую уровнем его дискретизации, которая выбором оптимального числа разрядов *НС1* и *НС2* может быть сведена к минимуму. При этом параметры *ЦО* стабильны во времени и при изменении температуры. Следует отметить, что к *ГИ* не предъявляется жестких требований по стабильности частоты. Это является дополнительным достоинст-

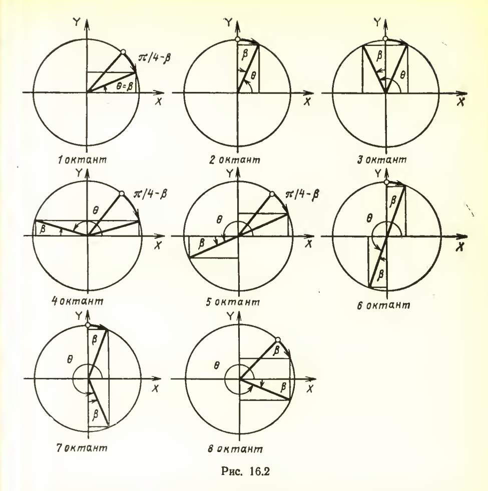


Рис. 16.2

вом рассмотренного построения функционального ЦПУ. Суммарная точность такого ЦПУ в значительной степени зависит от погрешностей первичного преобразователя.

Наиболее существенным недостатком схем ЦПУ, предусматривающих прямое преобразование амплитуды или фазы СКВТ в коды проекций, является наличие погрешности, обусловленной нестабильностью амплитуды и фазы напряжений СКВТ вследствие изменения его коэффициента трансформации под действием температуры окружающей среды, уходов частоты и амплитуды сетевого питания. Для ряда схем возможно возникновение погрешности из-за нестабильности частоты ГИ.

Следует отметить, что рассмотренные выше алгоритмические, структурные и схемные методы улучшения показателей ЦПУ предусматривают парирование влияния дестабилизирующих факторов на отсчетную часть. Они не затрагивают погрешности, обусловленные влиянием дестабилизирующих факторов на СКДУ, который зачастую находится под влиянием более жестких воздействий [23].

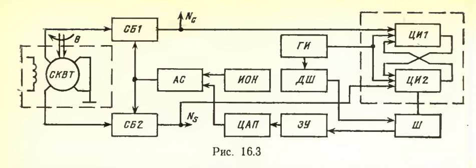


Рис. 16.3

Комплексный подход к задаче создания ЦПУ с высокими метрологическими показателями в условиях широкого спектра внешних воздействий должен предусматривать их компенсацию в части изменения выходных параметров первичного преобразователя.

Схема функционального преобразователя, предусматривающего такую компенсацию, представлена на рис. 16.3 [а. с. 506890 (СССР)].

Она содержит *СКВТ*, согласующие блоки *СБ1* и *СБ2*, аналоговый сумматор *АС*, источник опорного напряжения *ИОН*, генератор импульсов *ГИ*, цифро-аналоговый преобразователь *ЦАП*, запоминающее устройство *ЗУ*, дешифратор *ДШ*, цифровые интеграторы *ЦИ1*, *ЦИ2* и шифратор *Ш*.

В качестве согласующих блоков могут быть использованы различные типы *АЦП*, выходной код которых соответствует отношению амплитуды переменного напряжения к опорному напряжению, например действующее по принципу сравнения и вычитания или двухшагового интегрирования.

С учетом нестабильностей напряжения питания СКВТ по частоте и амплитуде и температурно-частотной нестабильности его коэффициента трансформации амплитуды напряжений квадратурных обмоток U_c и U_s при угловом положении ротора θ могут быть представлены в виде

$$\left.\begin{aligned} U_s &= U_m K(1 \pm \delta_\Sigma)\sin\theta;\\ U_c &= U_m K(1 \pm \delta_\Sigma)\cos\theta, \end{aligned}\right\} \qquad (16.5)$$

где U_m — номинальное значение амплитуды напряжения питания СКВТ; K — номинальное значение коэффициента трансформации СКВТ при отсутствии дестабилизирующих факторов; δ_Σ — суммарная относительная погрешность изменения амплитуды, вызванная действием дестабилизирующих факторов.

Согласующие блоки вырабатывают соответственно цифровые коды Φ_c и Φ_s, равные отношению

$$\Phi_c = U_c/U_0;$$
$$\Phi_s = U_s/U_0, \qquad (16.6)$$

где U_0 — выходное напряжение аналогового сумматора.

С выходов *СБ* коды Φ_c и Φ_k поступают на входы установки начальных условий *ЦИ*. Выход каждого из них подключен к входу другого интегратора, благодаря чему при поступлении на вторые входы интеграторов тактовых импульсов с *ГИ* воспроизводится дифференциальное уравнение вида $y''+y'=0$ с начальными условиями $y(0)=\Phi_c$, $y'(0)=\Phi_k$.

При фиксации на регистровом выходе *ЦИ1* нулевого кода *ДШ* нуля выдает сигнал на стробирующие входы *ГИ* и *Ш*. При этом блокируется *ГИ*, запрещается поступление импульсов на *ЦИ* и разрешается работа *Ш*. В этот момент на регистровом выходе *ЦИ2* имеет место код модуля

$$\Phi = \sqrt{\Phi_c^2 + \Phi_s^2},$$

отличающийся согласно (16.5) и (16.6) от своего номинального значения $\Phi_c = \frac{U_m k}{U_0}$ на величину приращения $\Delta\Phi = \Phi_0 \delta_\Sigma$, соответствующего суммарной погрешности δ_Σ.

Шифратор приращения кода выделяет кодовый эквивалент погрешности $\Delta\Phi$ и выдает его с учетом знака на *ЗУ*. *ЦАП*, связанный с выходом *ЗУ*, формирует напряжение поправки ΔU пропорционально значению входного кода, который поступает на *АС*. Выходное напряжение *АС*

$$U_0 = U_{\text{оп}} \pm \Delta U = U_{\text{оп}} (1 + \delta U),$$

где $U_{\text{оп}}$ — напряжение ИОН, поступает на опорные входы согласующих блоков и при равенстве δU значению погрешности δ_Σ полностью компенсирует влияние последней.

При совмещении в *ЗУ* функций суммирования кодов приращения $\Delta\Phi$, вычисляемых относительно условной цифровой опоры Φ_0, и функции хранения значения этой суммы можно снизить требования к стабильности *ИОН*, *ЦАП* и *АС*. Это возможно благодаря тому, что в последующих циклах работы функционального преобразователя автоматически осуществляется подбор U_0 до уравнивания значений $\delta_\Sigma = \delta U$. Точность компенсации δ_Σ определяется разрешающей способностью *ЦАП*, разрядность которого выбирается исходя из максимально возможной суммарной погрешности при выработке кодов функций $\sin\theta$ и $\cos\theta$.

Таким образом, при работе функционального преобразователя автоматически поддерживается равенство $\delta_\Sigma = \delta U$ и с выходов *СБ* поступают цифровые коды $\sin\theta$ и $\cos\theta$, значения которых не зависят от рассмотренных нестабильностей *СКВТ* и линии его питания.

16.2. МАСШТАБИРУЮЩИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Недостатком рассмотренных выше построений функциональных ЦПУ является невозможность масштабирования угла поворота в процессе преобразования [39], т. е. получения кода угла $l\theta$ (где l — масштаб преобразования), поскольку решение системы происходит в пределах первого октанта. Этот недостаток устраняется в преобразователе [а. с. 1080174 (СССР)], функциональная схема которого приведена на рис. 16.4.

В состав масштабирующего ЦПУ введены по сравнению с *ФЦПУ* (рис. 16.1) следующие дополнительные логические элементы: *1* и *2* элементы 2ИЛИ, инвертор, *D*-триггеры *T1* и *T2*, элемент 2И и логический блок *ЛБ*, содержащий инверторы *1—7*; элементы 4ИЛИ *1—4*. Вновь приняты следующие обозначения: F — выходной сигнал логического блока; *ШК* — шина константы; θ_0, θ_1, θ_2 — первый, второй, третий разряды кода октантов (θ_0 — старший); $X[n]$, $Y[n]$ — коды текущих значений, определяемые по выражениям (16.3); $X_0[n]$, $Y_0[n]$ — старшие разряды кодов проекций в текущем такте; $X_0[n-1]$ $Y_0[n-1]$ — старшие разряды кодов проекций в предыдущем такте.

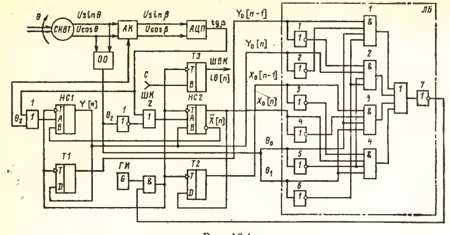


Рис. 16.4

Как было показано выше, ФКТ приводит угол θ поворота вала СКВТ в первый октант и формирует три старших разряда кода октантов θ_0, θ_1, θ_2 и код tg β. Цифровой осциллятор осуществляет решение системы уравнений с начальными условиями $X[0]$, $Y[0]$, задаваемыми на входы *A* старших разрядов *НС1* и *НС2*. Генератор импульсов формирует непрерывную последовательность импульсов, к которой не предъявляются требования по стабильности частоты. По *ШК* на вход *A НС3* подается двоичный код константы $C = l\,\mathrm{arctg}K$; *D*-триггеры *Т1* и *Т2* выполняют функцию элементов задержки на один такт.

В начале цикла преобразования в *НС1* и *НС2* записываются числа, которые приходят на их входы *A*. В нечетных октантах ($\theta_2=0$) на вход *A НС1* поступает код tg β, а на вход *НС2* — код единицы, т. е. $Y[0]=\mathrm{tg}\,\beta$, $X[0]=1$, а в четных октантах ($\theta_2=1$) — наоборот, т. е. $Y[0]=1$, $X[0]=\mathrm{tg}\,\beta$. В знаковые разряды *НС1, НС2* и триггеры *Т1, Т2* записываются нули, что соответствует положительным начальным значениям переменных *X*, *Y*. В *НС3* в начале цикла записывается код нуля.

После задания начальных условий выходной сигнал *F* логического блока (рис. 16.4), реализующего переключательную функцию

$$F=\overline{\overline{\overline{\alpha}_0\overline{\alpha}_1\overline{Y}_0[n-1]\,Y_0[n]\vee\overline{\alpha}_0\alpha_1\,\overline{X}_0[n-1]\,X_0[n]\vee\alpha_0\overline{\alpha}_1Y_0[n-1]\,\overline{Y}_0[n]\vee\alpha_0\alpha_1X_0[n-1]\,\overline{X}_0[n]}}, \tag{16.7}$$

разрешает прохождение имульсов *ГИ* через логическую схему совпадения на тактовые входы *T НС* и тактовые входы *C* триггеров. По мере поступления импульсов происходит решение системы (16.2).

Геометрическая интерпретация процесса решения есть вращение вектора, заданного декартовыми координатами *X*, *Y*. Если угол θ находится в первом квадранте, то процесс решения продолжается до момента изменения знака переменной *Y* с «+» на «—», если во втором, то до изменения знака *X* с «+» на «—», если в третьем, то до изменения знака *Y* с «—» на «+», если в четвертом, то до изменения знака *X* с «—» на «+». Этот процесс поясняется диаграм-

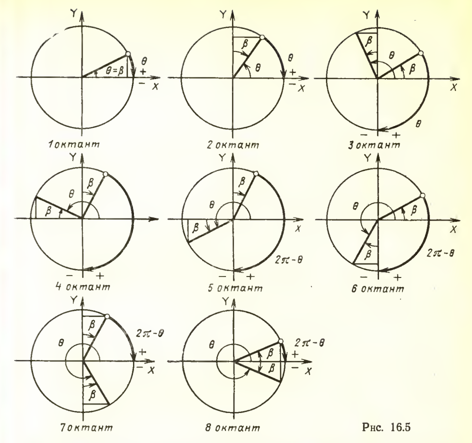


Рис. 16.5

мами, приведенными на рис. 16.5. Момент смены знака фиксируется логическим блоком: F становится равной нулю и запрещает дальнейшее прохождение импульсов через логическую схему совпадения.

Число тактов N, за которое протекает процесс решения, определяется из выражений (16.3) для переменных X, Y [63]. Как следует из анализа этих выражений, для всех октантов число тактов $N=\theta/\mathrm{arctg}\,K$. Двоичный код угла $l\theta$, в том числе и старшие разряды, определяется N-кратным суммированием константы $C=l\,\mathrm{arctg}\,K$.

Преобразователь работает следующим образом.

АЦП по сигналам СКВТ формирует код $\mathrm{tg}\,\beta$. В начале цикла преобразования в *НС1* и *НС2* записываются числа, которые приходят на их входы *А*. В нечетных октантах ($\theta_2=0$) на вход *А НС1* через схему *1* 2ИЛИ поступает код $\mathrm{tg}\,\beta$, а на вход *А НС2* с выхода схемы *2* 2ИЛИ — код единицы в четных октантах ($\theta_2=1$), а в нечетных — наоборот. В знаковые разряды *НС1*, *НС2* и триггеры *Т1* и *Т2* записываются нули, что соответствует положительным начальным значениям X и Y. В *НС3* в начале цикла записывается код нуля.

После задания начальных условий выходным сигналом F логического блока разрешается прохождение импульсов *ГИ* через элемент 2И на тактовые входы

всех HC и триггеров. По мере поступления импульсов происходит вращение вектора начальных условий, заданного своими проекциями $X[n]$, $Y[n]$, по часовой стрелке до момента соответствующей смены знака одной из переменных $X[n]$, $Y[n]$ (диаграммы на рис. 16.5), т. е. происходит решение системы уравнений (16.2).

Определитель октантов *ОО*, сравнивая выходные напряжения СКВТ между собой и с нулевым уровнем, формирует код октанта. Первому октанту присваивается код 000. Аналоговый коммутатор *АК* преобразует сигналы $U\sin\theta$, $U\cos\theta$ в соответствии с (16.1), приводя тем самым угол θ в первый октант. *АЦП* имеет линейную характеристику, его выходной код равен отношению напряжений, поступающих на измерительный и эталонный входы соответственно, т. е. $\operatorname{tg}\beta$. Блоки *НС* на каждый импульс, поступающий на тактовый вход T, производят суммирование своего содержимого с числом на его входе B и запоминание полученной суммы. Логический блок *ЛБ* реализует переключающую функцию (16.7). На выходной шине формируется двоичный код угла θ с учетом масштаба преобразования. Момент смены знака фиксируется *ЛБ*: функция F становится равной нулю и запрещается дальнейшее прохождение импульсов через элемент 2И. Число рабочих тактов, как указывалось выше, $N=\theta/\operatorname{arctg}K$.

Одновременно с вращением вектора производится N-кратное суммирование в *НС3* константы $C=R\operatorname{arctg}K$, тем самым в конце цикла преобразования на выходной шине формируется двоичный код угла $l\theta$, причем масштаб преобразования l может быть больше, меньше единицы или равен ей.

Процесс преобразования происходит в диапазоне полного круга, время преобразования равно $\theta t_{и}/\operatorname{arctg}K$ (где $t_{и}$ — период следования импульсов генератора) и, следовательно, растет с увеличением угла θ.

На практике часто требуется масштабировать углы поворота вала *СКВТ*, изменяющиеся в ограниченном диапазоне, а на выходе иметь прямой двоичный код со знаком, определяющим направление вращения вала *СКВТ*.

Поставленную задачу позволяет решить двухрежимный вариант масштабирующего преобразователя (рис. 16.6), в котором путем введения шины выбора режима *ШВР* удается реализовать поочередно два алгоритма преобразования. Выбор режима производится заданием логического сигнала по *ШВР* на соответствующие входы *МР* и *ЛБ*. Рассмотренному выше алгоритму масштабиро-

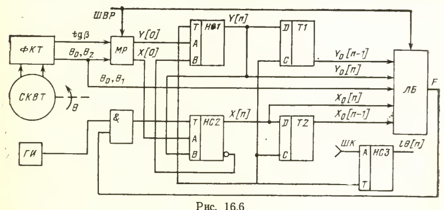


Рис. 16.6

вания в пределах полного круга соответствует первый режим, когда сигнал на *ШВР* принимает нулевое значение. По второму алгоритму, предусматривающему масштабирование в пределах половины круга, преобразование осуществляется при подаче на *ШВР* единичного логического уровня.

Работа *ЦПУ* во втором режиме происходит следующим образом.

В начале цикла преобразования начальные условия в первом и втором квадрантах ($\theta_0=0$) в нечетных октантах ($\theta_2=0$) задаются равными $Y[0]=\mathrm{tg}\,\beta$, $X[0]=1$, в четных октантах $Y[0]=1$, $X[0]=\mathrm{tg}\,\beta$. В третьем и четвертом квадрантах ($\theta_0=1$) в нечетных октантах $Y[0]=1$, $X[0]=\mathrm{tg}\,\beta$, а в четных октантах $Y[0]=\mathrm{tg}\,\beta$, $X[0]=1$. В знаковые разряды *НС1* и *НС2* триггеры *Т1* и *Т2* записывают нули, что соответствует положительным значениям переменных X и Y. В *НС3* в начале цикла записывается код нуля.

После задания начальных условий выходной сигнал F логического блока (рис. 16.6), реализующего переключательную функцию

$$F=\overline{\bar{\alpha}_0\bar{\alpha}_1 Y_0[n-1]\,Y_0[n]\vee\bar{\alpha}_0\alpha_1 X_0[n-1]\vee}$$
$$\overline{\vee\,\alpha_0\bar{\alpha}_1\bar{Y}_0[n-1]\,Y_0[n]\vee\bar{\alpha}_0\alpha_1\bar{X}_0[n-1]\,X_0[n]},$$

разрешает прохождение импульсов генератора через логическую схему совпадения на тактовые входы *Т НС* и тактовые входы *С* триггеров. По мере поступления импульсов происходит вращение вектора начальных условий, заданного проекциями $X[n]$, $Y[n]$, по часовой стрелке до момента соответствующей смены знака одной из переменных $X[n]$, $Y[n]$, как показано на диаграммах, приведенных на рис. 16.7. Если угол θ находится в первом и четвертом квадрантах, то вращение продолжается до момента изменения знака переменной y с «+» на «—», если во втором и третьем квадрантах, то до изменения знака x с «+» на «—». Момент смены знака фиксируется ЛБ: функция F становится равной нулю и запрещает дальнейшее прохождение импульсов через элемент 2И.

Число рабочих тактов N равно $\theta/\mathrm{arctg}\,K2^{-m}$ в первом и втором квадрантах и $(360°-\theta)/\mathrm{arctg}\,K2^{-m}$ в третьем и четвертом квадрантах. Одновременно с вращением вектора производится N-кратное суммирование в *НС3* константы $C=l\,\mathrm{arctg}\,K2^{-m}$. Тем самым в конце цикла преобразования на выходе *НС3* формируется двоичный код угла $l\theta$ в первом и втором квадрантах или угла $l(360°-\theta)$ в третьем и четвертом квадрантах. Знак кода однозначно определяется значением старшего разряда кода октантов θ_0. Поскольку в этом режиме преобразование происходит в диапазоне половины круга, максимальное время преобразования уменьшается в 2 раза, что превышает быстродействие преобразователя.

Масштаб преобразования l может быть дробным, целым и единичным, что расширяет функциональные возможности преобразователей угол—амплитуда—код, распространяя их на системы, в которых преобразователь соединен с измерительным валом через механический или электрический редуктор. Это особенно важно в двухканальных системах, имеющих недвоичные передаточные числа, например 6, 9, 18, 36 и т. п., часто встречающиеся на практике. Применение известных амплитудных преобразователей требует в этих случаях для согласования отсчетов умножающих устройств, которые масштабируют выходные коды для проведения соотношения цен разрядов грубого и точного отсчетов к двоичному числу. Предложенное построение устраняет необходимость в

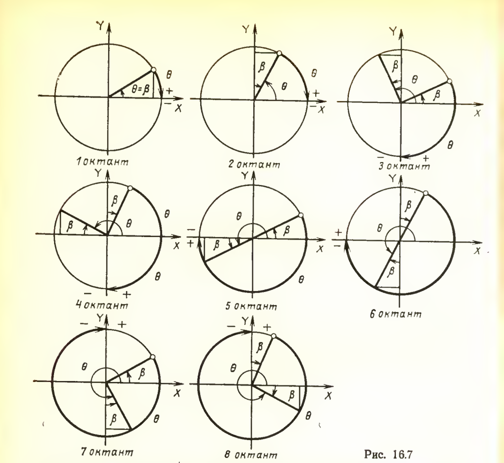


Рис. 16.7

дополнительном умножающем устройстве, так как функция масштабирования выполняется самим преобразователем. Дополнительное преимущество такого преобразователя проявляется там, где угол является промежуточным параметром при измерении какой-либо физической величины, а цена разряда должна соответствовать заданному значению.

Преобразователи на основе цифрового осциллятора обладают низким быстродействием из-за сравнительно большого времени решения системы (16.2), пропорционального периоду тактирующих импульсов $T_и$ и числу рабочих тактов N. Это обстоятельство не позволяет использовать такие преобразователи при больших угловых скоростях из-за значительных динамических погрешностей.

Преобразование осуществляется в три последовательных этапа за время $t_\Sigma = t_ц + (n_1 + n_2) T_и$. Типовое значение $t_ц$ 12-разрядного АЦП, построенного, например, на основе БИС типа К572ПВ1, равно 110 мкс [38].

Суммарное число тактов решения системы (16.2) на втором и третьем этапах (n_1+n_2) является переменной величиной и в зависимости от значения и номера октанта угла θ изменяется в пределах от $2\beta/\mathrm{arctg}\, 2^{-p}$ до

$\pi/2\mathrm{arctg}\,2^{-p}$, где p — число старших разрядов накапливающих сумматоров. Минимальное время $T_{п}$ ограничено суммарной задержкой формирования сигнала переноса старшего разряда накапливающего сумматора, т. е. $T_{п} \geqslant t_{з}$. Например, при $p=12$ накапливающий сумматор, построенный на элементах ТТЛ-логики, имеет типовое значение $t_{з} \approx 200$ нс. Следовательно, максимальное время решения системы (16.2) равно $T_{п}(n_1+n_2)=200\cdot10^{-3}\pi/2\mathrm{arctg}\,2^{-12}\approx1280$ мкс, а $t_{\Sigma}\approx1390$ мкс.

Быстродействие ЦПП можно значительно повысить, если поворот вектора производить не одинаковыми элементарными шагами в одном направлении, как это происходит в ЦО, а методом последовательных приближений на основе известного алгоритма CORDIC. Сущность преобразования на основе алгоритма CORDIC состоит в последовательном повороте исходного вектора на различные элементарные углы, тангенсы которых представляют собой двоичные числа. В этом случае проекции вектора после поворота можно определить сдвигом, сложением и вычитанием кодов исходных проекций. Повороты начинаются с большого элементарного угла; направление поворота на каждом элементарном угле определяется таким образом, чтобы одна из проекций вектора стремилась к нулю. Значение кода угла определяется алгебраическим суммированием известных кодов элементарных углов. Этот метод позволяет существенно повысить быстродействие ЦПП на два порядка, но ведет к некоторому его усложнению [81].

В том случае, когда такое усложнение нежелательно, следует строить ЦПУ с использованием циклической отсчетной части, работающей в режиме поразрядного уравновешивания.

16.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ РАЗВЕРТЫВАЮЩЕГО ТИПА

Некоторые недостатки рассмотренных выше функциональных преобразователей устраняются в ЦПП, где реализуется преобразование угол — амплитуда — временной интервал — код. Наибольший интерес представляет их сопоставление с рассмотренными в § 6.4 функциональными ЦПП, отсчетная часть которых построена по принципу «бегущей стробирующей метки» и реализует преобразование угол — фаза — временной интервал — код.

Функциональная схема базового амплитудного варианта функционального ЦПП представлена на рис. 16.8 [а. с. 903929 (СССР)].

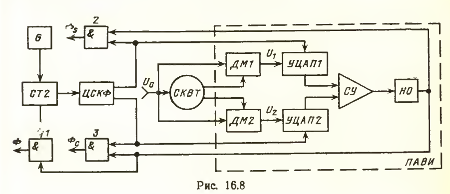


Рис. 16.8

Функциональный ЦПП работает следующим образом.

Импульсы с генератора G поступают на счетчик $CT2$, на выходах которого формируется циклический код, образующий временную шкалу преобразования. Этот код поступает на первые входы схем совпадения 1 и на входы формирователя $ЦСКФ$, на выходах которого формируются коды синуса и косинуса угла. Значение угла непрерывно формируется в $CT2$. Коды синуса и косинуса угла поступают на первые входы схем совпадения 2 и 3 и на цифровые входы *УЦАП1* и *УЦАП2*. На обмотку возбуждения *СКВТ* подается напряжение U_0 от источника переменного напряжения. Переменные напряжения с выходных обмоток *СКВТ*, амплитуда которых изменяется по закону синуса и косинуса угла поворота ротора *СКВТ*, поступают на входы демодуляторов *ДМ1* и *ДМ2*, на выходах которых формируются постоянные напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла θ поворота ротора *СКВТ*:

$$U_1(t)=U\sin\theta;\ \ U_2(t)=U\cos\theta.$$

Эти напряжения поступают на аналоговые входы *УЦАП1* и *УЦАП2*, которые осуществляют цифро-аналоговое перемножение входных сигналов, на их выходах формируются напряжения вида

$$U_3(t)=U\sin\theta\cos 2\pi f_{\text{т}}t2^{-n};\ \ U_4(t)=U\cos\theta\sin 2\pi f_{\text{т}}t2^{-n},$$

где $f_{\text{т}}$ — частота генератора, а n — разрядность *УЦАП*.

Напряжения с выходов *УЦАП* суммируются усилителем *СУ*, в результате чего напряжение на его выходе изменяется по закону

$$U_5(t)=U(K_1\sin\theta\cos 2\pi f_{\text{т}}t\cdot 2^{-n}+K_2\cos\theta\sin 2\pi f_{\text{т}}\cdot 2^{-n}),$$

где K_1 и K_2 — коэффициенты передачи *СУ* по первому и второму входам соответственно. При $K_1=K_2=K$

$$U_5(t)=KU\sin(2\pi f_{\text{т}}\cdot 2^{-n}-\theta)=KU\sin(\omega_2 t-\theta),$$

где $\omega_2=2\pi f_{\text{т}}\cdot 2^{-n}$ — круговая частота.

Таким образом, на выходе *СУ* формируется синусоидальное напряжение с частотой, определяемой частотой $f_{\text{т}}$ повторения импульсов с генератора и разрядностью n преобразователя, и со сдвигом фазы, определяемым углом поворота θ ротора *СКВТ*. Сформированный фазовый сдвиг, пропорциональный углу поворота ротора *СКВТ* θ, не зависит ни от частоты, ни от амплитуды питающего *СКВТ* напряжения, а время преобразования определяется только частотой повторения импульсов с генератора $f_{\text{т}}$ и разрядностью преобразователя.

Напряжение U_5 с выхода *СУ* поступает на нуль-орган *НО*, который формирует импульсы в момент перехода синусоидального напряжения через нуль от отрицательного значения к положительному. Эти импульсы поступают на вторые входы схем совпадения, разрешая считывание кодов с выходов *Ст2* и *ЦСКФ*. Так как в момент срабатывания *НО* содержимое счетчика и формирователя представляет собой цифровой эквивалент угла, его синуса и косинуса, то с выходов соответствующих схем совпадения в этот момент могут быть считаны соответствующие коды.

Точность вторичного преобразования выходных сигналов *СКВТ* отсчетной частью *ЦПП* определяется построением преобразователя амплитуды во временной интервал *ПАВИ*.

Недостаток варианта *ПАВИ*, представленного на рис. 16.8, — наличие погрешности, вносимой *ДМ*, введенными между выходами *СКВТ* и входами *УЦАП*, которая увеличивает общую инструментальную погрешность преобразователя. Приняв погрешности *ДМ* равными по значению и знаку и обозначив их Δ, получим на выходах *ДМ* напряжения

$$U_1(t)=U\sin\theta+\Delta;\ U_2(t)=U\cos\theta+\Delta.$$

После аналого-цифрового перемножения на выходах *УЦАП* образуются сигналы

$$U_3(t)=(U\sin\theta+\Delta)\cos\varphi;\ \ U_4(t)=(U\cos\theta+\Delta)\sin\varphi.$$

После суммирования напряжение, подаваемое на вход нуль-органа, будет иметь вид

$$U_5(t)=(U\sin\theta+\Delta)\cos\varphi+(U\cos\theta+\Delta)\sin\varphi,$$

или

$$U_5(t)=(U\sin\theta\cos\varphi+U\cos\theta\sin\varphi+\Delta(\cos\varphi+\sin\varphi).$$

следовательно,

$$U_5(t)=U\sin(\varphi-\theta)+\Delta\sqrt{2}\cos(45°-\varphi).$$

Отсюда видно, что знакопеременная величина ошибки $\Delta\sqrt{2}\cos(45°-\varphi)$ ведет к неоднозначности срабатывания нуль-органа, что понижает точность работы *ЦПП*.

С целью устранения недостатка предложено иное построение *ПАВИ* [а. с. 1123044 (СССР)], в котором сигнал до выхода формируется на переменном токе, затем детектируется *ДМ*. Сигнал на выходе *ДМ* $U=U_0\sin(\Phi-\theta)$. Таким образом, ослабляется влияние разброса параметров *ДМ* на характеристики *ЦПП*.

Вторым существенным недостатком рассмотренных выше вариантов построения функциональных развертывающих *ЦПП* является их низкое быстродействие из-за реализации в отсчетной части полного алгоритма функционального преобразования угол — код в диапазоне от 0 до 2π. С целью устранения этого недостатка предложена структура построения [а. с. 1179536 (СССР)], в которой используется поквадрантное формирование сигнала рассогласования с коммутатором *КР*.

Структурная схема *ЦПП* представлена на рис. 16.9, где γ — приведенный в первый квадрант угол θ.

Формирователь *ЦСКФ* выполнен на основе *ПЗУ* с синусной прошивкой в пределах октанта. Нуль-органы *НО1* и *НО2* срабатывают при изменении полярности *ДМ1* и *ДМ2*. Таким образом определяют знаки синуса и косинуса преобразуемого угла θ.

Сигналы с выходов *НО1* и *НО2* поступают на входы элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и на знаковые входы *УЦАП1* и *УЦАП2*.

В зависимости от квадранта, в котором находится угол поворота ротора *СКВТ*, с выхода элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ поступает сигнал управления на управляющий вход *КР*, обеспечивающего подключение на соответствующий выход кодов синуса или косинуса формирователя в соответствии с табл. 16.1, которая отображает характер сигналов на выходах элементов *ПАВИ* в зависимости от квадранта преобразуемого угла.

Блоки *УЦАП1* и *УЦАП2* осуществляют цифро-аналоговое перемножение напряжений $U_1(\gamma)$, $U_2(\gamma)$, поступающих на их аналоговые входы с *ДМ*, на коды

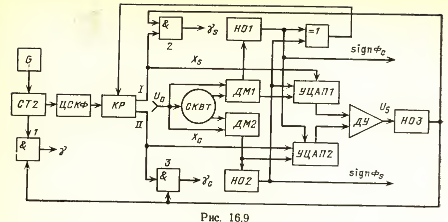


Рис. 16.9

Таблица 16.1

0	ДМ1	ДМ2	НО1	НО2	=1	КРI	КРII	УЦАП1	УЦАП2
0—90°	$\sin\gamma$	$\cos\gamma$	0	0	0	$\cos x$	$\sin x$	$\cos x \sin\gamma$	$\sin x \cos\gamma$
90—180°	$\cos\gamma$	$-\sin\gamma$	1	0	1	$\sin x$	$\cos x$	$-\sin x \cos\gamma$	$-\cos x \sin\gamma$
180—270°	$-\sin\gamma$	$-\cos\gamma$	1	1	0	$\cos x$	$\sin x$	$\cos x \sin\gamma$	$\sin x \cos\gamma$
270—360°	$-\cos\gamma$	$\sin\gamma$	0	1	1	$\sin x$	$\cos x$	$-\sin x \cos\gamma$	$-\cos x \sin\gamma$

синуса и косинуса, поданные на их цифровые входы, при этом знаком выходного напряжения *УЦАП1* управляет *НО2*, выход которого подключен к знаковому разряду *УЦАП1*, а знаком выходного напряжения *УЦАП2* управляет *НО1*, выход которого подключен к знаковому разряду *УЦАП2*. В результате такого перемножения на выходах *УЦАП1* и *УЦАП2* формируются напряжения, закон изменения которых с учетом знака приведен в табл. 16.1.

Напряжения с выходов *УЦАП* поступают на входы дифференциального усилителя *ДУ*, в результате чего на его выходе формируется напряжение $U_5 = U \sin(x - \gamma)$, где x — текущее значение кода на выходах *СТ2*.

Так как в момент срабатывания *НО3* содержимое *СТ2* представляет собой цифровой эквивалент приведенного угла γ поворота ротора *СКВТ* ($x = \gamma$), то в этот момент с выхода блока *1* элементов И может быть считано значение кода приведенного угла γ, которое совместно с двумя старшими разрядами, определяемыми состоянием *НО2* и элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, дает значение кода искомого угла поворота Φ ротора *СКВТ*, с выхода блока *2* элементов И может быть считано значение кода синуса угла γ_s, причем знак синуса определяется состоянием *НО2*, а с выхода блока *3* элементов И может быть считано значение кода синуса угла γ_c, причем знак косинуса определяется состоянием *НО1*.

Как видно из описания ЦПП, преобразование угла поворота вала в код осуществляется на интервале изменения аргумента $0 \leqslant x \leqslant \pi/2$, в то время как в аналогах преобразование осуществляется на интервале изменения аргумента

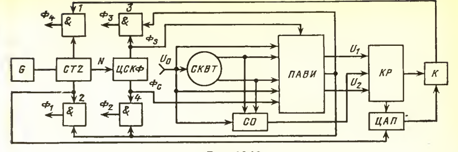


Рис. 16.10

$0 \leqslant x \leqslant 2\pi$, т. е. время преобразования уменьшено в 4 раза без увеличения требований к быстродействию входящих в него узлов.

Недостатком рассмотренных выше построений функциональных ЦПП является отсутствие возможности для воспроизведения тангенсной (котангенсной) зависимости, которая бывает необходима при использовании ЦПУ в составе преобразователя координат, например в робототехнике [51].

Схема преобразователя [а. с. 1113830 (СССР)], предусматривающего расширение области применения, представлена на рис. 16.10.

Формирование цифровых эквивалентов аргумента и его синусной и косинусной функций происходит аналогично устройству, показанному на рис. 16.8. Поскольку в момент срабатывания компаратора *К* содержимое *СТ2* и *ЦСКФ* представляет собой цифровые эквиваленты угла, его синуса и косинуса, то с выходов схем совпадения *2—4* в данный момент времени могут быть считаны значения кодов угла (Φ_4), его косинуса (Φ_2) и синуса (Φ_3).

Селектор октанта *СО* по результатам анализа знака фазы (относительно U_0) и соотношения выходных напряжений U_1 и U_2 *СКВТ* определяет октант угла поворота θ и управляет коммутатором *КР* таким образом, чтобы в каждом октанте подключить к первому входу компаратора *К* меньшее ($U_м$), а к аналоговому входу *ЦАП* — большее $U_б$ из выходных напряжений *ПАВИ*. В 1, 4, 5-м и 8-м октантах $U_м = U_2$, а $U_б = U_1$; во 2, 3, 6-м и 7-м октантах $U_м = U_1$, $U_б = U_2$.

ЦАП, на цифровой вход которого поступает код *N* линейной развертки с выхода *СТ2*, реализует операцию цифро-аналогового перемножения NU_2 (или NU_1), а компаратор *К* — операцию сравнения поданных на его входы напряжений, причем в момент равенства он срабатывает, формируя импульс, который разрешает считывание кода с выхода *СТ2* через схему совпадения *1*. Например, в первом октанте на выходе *ЦАП* формируется напряжение вида $U \cos\theta(\omega_2 t)$, которое сравнивается с напряжением $U_2 = U \sin\theta$. В момент времени t_1, соответствующий равенству $U \sin\theta = U \cos\theta(\omega_2 t_1)$, *К* выдает импульс, который поступает на управляющий вход схемы совпадения *1* и разрешает считывание кода с выхода *СТ2* в следующем виде: $N(t_1) = \Phi_4 = K' \operatorname{tg}\theta$, где $K' = \text{const}$. Во втором октанте U_2 подается на аналоговый вход *ЦАП* (U_1—на первый вход *К*), аналогично получаем на четвертом выходе ЦПП в момент равенства $U \cos\theta = U \sin\theta(\omega_2 t_1)$ фиксируемого *К*, код $\Phi_4 = K \operatorname{ctg}\theta$.

Таким образом, этот функциональный ЦПП позволяет формировать дополнительную тангенсную или котангенсную функцию угла в цифровой форме, что расширяет его функциональные возможности.

Следует отметить, что аналогичные функциональные возможности могут быть реализованы в амплитудном циклическом ЦПУ [52] (см. § 12.3), где получение кода тангенса угла предшествует формированию цифрового эквивалента угла и не связано с дополнительными аппаратными затратами.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЦИКЛИЧЕСКИЕ ЦПП С ФКН

17.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ АРГУМЕНТА, СИНУСНОЙ И КОСИНУСНОЙ ФУНКЦИЙ В КОДЫ

Один из первых вариантов амплитудного функционального ЦПУ (ФЦПУ) был предложен в [а. с. 209038 (СССР)]. ФЦПУ с переключением квадрантов обеспечивает преобразование выходных напряжений СКВТ в пропорциональные им коды.

Функциональная схема ФЦПУ представлена на рис. 17.1. Он содержит *СКВТ*, переключатель квадрантов *ПК*, схему сравнения *СС*, регистр управления *RG*, сумматор, линейный цифро-аналоговый преобразователь *ЛЦАП*, функциональный цифро-аналоговый преобразователь *ФЦАП* и развязывающий усилитель *РУ*.

Источником сигнальных напряжений и напряжения обратной связи является *СКВТ*. Для обеспечения напряжения постоянной амплитуды для питания обратной связи используется *ФЦАП*, построенный на базе цифрового управляемого сопротивления *ЦУС*, включенного по квадрирующей схеме. Его сопротивление изменяется в функции $n(1-n)$, где n — текущее значение кода, поступающего от регистра управления. Одновременно *ЦУС* образует делитель с постоянным сопротивлением нагрузки $R_н$.

Преобразователь построен на основе приближенной зависимости

$$\frac{\sin\theta}{(\sin\theta+\cos\theta)\dfrac{k}{k+\Phi(1-\Phi)}}\approx\Phi_s;\quad \frac{\cos\theta}{(\sin\theta+\cos\theta)\dfrac{k}{k+\Phi(1-\Phi)}}\approx\Phi_c.$$

Схема обеспечивает преобразование сигнальных напряжений *СКВТ* в соответствующие функциональные коды с точностью не менее 0,1 %. Преимуществами схемы являются независимость преобразования от внешних воздействий на *СКВТ*, отсутствие вспомогательных источников питания и необходимости в последующей нормализации результата.

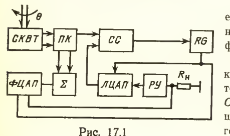


Рис. 17.1

Недостатком такого ЦПУ являются его ограниченные точность и функциональные возможности, обеспечивающие формирование только кодов проекций.

Применение *СКВТ* в качестве датчика для аналого-цифрового преобразователя требует кодирования напряжений *СКВТ* с учетом получения результирующего двоичного кода, пропорционального углу поворота и его синусно-косинус-

ным функциям. Обычно ЦПУ обеспечивают, как это уже отмечалось, лишь раздельное преобразование этих зависимостей, а их соединение для расширения возможностей преобразователя значительно увеличивает объем оборудования устройства ввода и вывода ЭВМ. С другой стороны, вычисление синусно-косинусных функций от преобразованного аргумента в составе ЭВМ при большом числе каналов снижает ее производительность.

Представляет интерес схема ФЦПУ [а. с. 367442 (СССР)], в которой использована зависимость, содержащая идентичные составляющие, необходимые для преобразования угла поворота *СКВТ* и его синусно-косинусных функций. В основе зависимости лежит известное соотношение, реализуемое в линейных вращающихся трансформаторах:

$$\frac{n \sin \theta}{1 + m \cos \theta} \approx k\theta. \qquad (17.1)$$

Для представления константы в знаменателе зависимости использовано соотношение

$$\cos \theta + \sin \theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} = 1.$$

Тогда

$$\frac{n \sin \theta}{\cos \theta + \sin \theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} + m \cos \theta} \approx k\theta \qquad (17.2)$$

или

$$\frac{\sin \theta}{(a_1 + a_2) \cos \theta + a_1 \sin \theta \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \approx k\theta,$$

где $a_1 = 1/n$; $a_2 = m/n$.

Заменяя значение угла θ кодовым эквивалентом θ_N в функциях, воспроизводимых при управлении кодом, получаем

$$\frac{\sin \theta}{(a_1 + a_2) \cos \theta + a_1 \sin \theta \operatorname{tg} \frac{\theta_N}{2}} \approx \theta_N. \qquad (17.3)$$

Для кодирования синусно-косинусных функций *СКВТ* необходимо воспроизвести зависимость — константу, обеспечивающую постоянное по амплитуде опорное напряжение в компенсационной цепи преобразователя. Такая зависимость аналогична показанной в выражении (17.2). В этом случае для кодирования функций составляют соотношения

$$\frac{\sin \theta}{\cos \theta + \sin \theta \operatorname{tg} \frac{\theta_N}{2}} = \theta_{\sin N}; \qquad (17.4)$$

$$\frac{\cos \theta}{\cos \theta + \sin \theta \operatorname{tg} \frac{\theta_N}{2}} = \theta_{\cos N}. \qquad (17.5)$$

Соотношения (17.4), (17.5) построены на одной основе, что определяет возможность их реализации на единой структурной схеме.

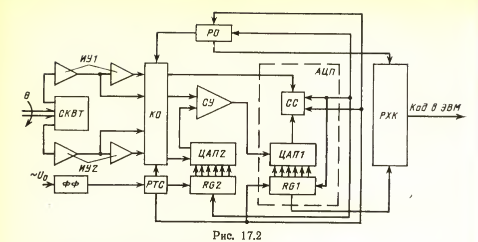


Рис. 17.2

На рис. 17.2 показана функциональная схема преобразователя.

Схема содержит: *СКВТ*; инвертирующие усилители *ИУ1* и *ИУ2*; коммутатор *КО* и регистр октантов *РО*; распределитель тактовых сигналов *РТС*; фазирующий формирователь *ФФ*; *АЦП*, состоящий из схемы сравнения *СС*, *ЦАП* и регистра управления *RG1*; суммирующий усилитель *СУ*; *ЦАП* в функции тангенса половинного угла, регистр управления *RG2* и регистр хранения кода *РХК*.

Зависимость (17.1) обеспечивает высокую точность (выше 0,1 %) приближения к линейной в диапазоне угла поворота *СКВТ* 0—60°. Для распространения этой зависимости на полный диапазон изменения угла поворота 0—360° следует учитывать, что наличие двух напряжений *СКВТ* дает возможность разделения полного диапазона на восемь участков по 45° каждый. Синусное и косинусное напряжения от *СКВТ* поступают на инвертирующие усилители по два в цепи передачи каждого напряжения. Это позволяет в любой момент времени независимо от угла поворота получить прямые и обратные фазы напряжений *СКВТ*.

Отсюда следует, что зависимость (17.1) может быть использована в пределах каждого октанта без изменения знаков функций, так как для реализации можно выбрать необходимые фазы синусного и косинусного напряжений. Практически это означает, что режим работы устройства приводится к первому квадранту (0—90°). Естественно, что в первой его части используется указанная зависимость, а во второй, после 45°, синусная и косинусные функции меняются местами.

Известно, что синусно-косинусные напряжения *СКВТ* несут информацию о значении фазы и отношении амплитуд. Известно также, что напряжения равны по модулю на углах 45, 135, 225 и 315° вследствие высокой идентичности обмоток, а поворот фаз синусного и косинусного напряжений происходит на углах 0, 180 и 90, 270° соответственно вследствие высокой точности взаимного размещения обмоток на статоре *СКВТ*. Эти особенности *СКВТ* позволяют определить значение октанта в разомкнутой схеме преобразователя при использовании только сравнивающего устройства. Для этого к сравнивающему устройству поочередно подключаются синусные, косинусные, а затем оба напряжения, выбранные по фазе.

Последующее преобразование происходит в замкнутой схеме *АЦП*. Структура такого преобразователя с обратной связью с поразрядным уравновешиванием известна. Она состоит из сравнивающего устройства и *ЦАП*, выполняющего функцию элемента обратной связи в компенсационной схеме.

После замыкания цепи обратной связи по результату определения октанта к сравнивающему устройству непосредственно и через *ПКН2* в функции тангенса половинного угла подводят такие по фазе напряжения, которые обеспечивают сохранение знаков функций в соотношениях (17.4), (17.5).

Последовательность работы устройства для кодирования непосредственно угла поворота *СКВТ* обусловлена построением схемы преобразователя в соответствии с исходным соотношением.

Недостатком такого *ЦПУ* является применение в его схеме суммирующего усилителя и *ПКН2* в функции тангенса половинного угла, который является сложным устройством и требует специальной разработки. Устройство обладает методической ошибкой.

С целью упрощения ЦПП путем замены специального ЦАП линейным предложена модификация ЦПУ [а. с. 826385 (СССР)], в которой реализуется приближенная зависимость

$$\sin\theta \approx \Phi_\theta [K\cos\theta + (1-K)\Phi_\theta \sin\theta] = \Phi_\theta \varphi_k,$$

где φ_k — функция, формируемая с помощью формирователя компенсационного напряжения ФКН (рис. 17.3). (Обозначения, принятые на рис. 17.3 и 17.4 соответствуют рис. 17.2, а *ДН* — делитель напряжения.)

Методическая ошибка при $K=0{,}7825$ не превосходит 2′.

С целью ее уменьшения в построении ЦПУ [а. с. 993303 (СССР)] предложено усовершенствование ФКН (рис. 17.4). В отличие от варианта рис. 17.3 в него дополнительно введены *ЦАП3* и токоограничивающий резистор $R_т$. В ЦПУ реализуется приближенная зависимость

$$\sin\theta \approx \Phi_\theta (a\cos\theta + b\sin\theta + c\Phi_\theta^2 \sin\theta) \approx \Phi_\theta \varphi_k.$$

При $a=0{,}786$, $b=0{,}195$, $c=1-a-b=0{,}015$ этот ЦПУ с ФКН обеспечивает методическую ошибку $\pm 15''$.

Недостатком этого построения является необходимость использования нестандартных *ДН* и $R_т$. Сопротивление $R_т$ в 41,368 раза больше сопротивления верхнего плеча *ДН* и в 10,263 раза больше нижнего.

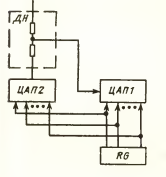


Рис. 17.3

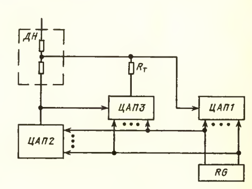


Рис. 17.4

Следует отметить, что сопоставимая методическая ошибка может достигаться более простым схемным построением (см. рис. 11.5). Возможны варианты построения, устраняющие методическую ошибку ФЦПУ.

17.2. УСТРАНЕНИЕ МЕТОДИЧЕСКОЙ ОШИБКИ

Стремление к повышению точности получения цифрового эквивалента угла привело к разработке преобразователя [а. с. 559257 (СССР)], не имеющего методической ошибки.

На рис. 17.5 приведена функциональная схема этого устройства.

Преобразователь содержит *СКВТ*, операционные усилители *ОУ1—ОУ8*, регистры управления *RG1—RR3*, преобразователи код — напряжения *ПКН1* и *ПКН2*, коммутаторы компенсационного и входного напряжений *ККН* и *КВН*, блок сравнения *БС*, синхронизирующее устройство *СУ*, делитель тактовых сигналов *ДТС*, распределительное устройство *РУ* и регистр хранения кода *РХК*.

Работа функционального преобразователя происходит в последовательности, разделяющей преобразование на три цикла. Первый цикл является подготовительным и служит для преобразования синусно-косинусных напряжений в код функции тангенса половинного угла. При этом кодирование выполняется в соответствии с зависимостью

$$\operatorname{tg}\theta = 2\operatorname{tg}\frac{\theta}{2} \Bigg/ \left(1 - \operatorname{tg}^2\frac{\theta}{2}\right). \qquad (17.6)$$

С учетом построения преобразователя как устройства с обратной связью, где сравниваются разнополярные сигналы, зависимость (17.6) преобразуется к виду

$$-\sin\theta + \operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\left(\sin\theta\cdot\operatorname{tg}\frac{\theta}{2} + 2\cos\theta\right) = 0.$$

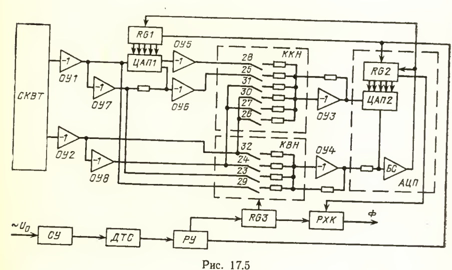


Рис. 17.5

Заменив $\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}$ его кодовым эквивалентом $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$, получим

$$-\sin\theta+\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\left[\sin\theta\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)+2\cos\theta\right]=0. \qquad (17.7)$$

В указанном соотношении знаки перед составляющими сохраняются постоянными во всем диапазоне изменения угла 0—360° за счет инверсии сигналов.

Перед вторым и третьим циклами полученное значение $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$ кода функции тангенса половинного угла устанавливается на дополнительном линейном цифро-аналоговом преобразователе, с помощью которого определяется масштабирование синусной составляющей компенсационного сигнала, представляющего в результате функционально константу

$$\sin\theta\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)+\cos\theta=1. \qquad (17.8)$$

Напряжение, пропорциональное соотношению (17.8), поступает на цифро-аналоговый преобразователь цепи компенсации в АЦП. Входное синусное или косинусное напряжение поступает непосредственно на входную цепь этого преобразователя, образуя при уравновешивании в контуре с обратной связью соотношения

$$\sin\theta+\Phi_s\left[\sin\theta\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)+\cos\theta\right]=0 \qquad (17.9)$$

или

$$-\cos\theta+\Phi_c\left[\sin\theta\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)+\cos\theta\right]=0. \qquad (17.10)$$

Поскольку множители в правых составляющих соотношений (17.9) и (17.10) представляют собой константу (17.8), результат преобразования, т. е. код Φ_s или Φ_c, образует собой синусную или косинусную зависимость соответственно. Приведенная последовательность зависимостей (17.7), (17.9) и (17.10) реализуется по циклам на АЦП путем поразрядного уравновешивания.

Рассмотрим последовательность действия устройства по циклам.

Первый подготовительный цикл отводится на определение функции тангенса половинного угла $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$. В первом такте подключением синусного напряжения к блоку сравнения определяется фаза знака синусной зависимости. Во втором такте подключением косинусного напряжения через переключатель к блоку сравнения определяется фаза знака косинусной зависимости. В третьем и последующих тактах, число которых зависит от числа выбранных разрядов, выполняется поразрядное уравновешивание с помощью регистров *RG1* и *RG2*, управляющих *АЦП*.

Второй цикл отводится на определение синусной зависимости Φ. Перед началом цикла код $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$ устанавливается в регистре *RG1* и на *АЦП1*. Регистр *RG2* обнуляется, и преобразователь приводится в исходное состояние. В процессе поразрядного уравновешивания при выбранном числе разрядов с помощью регистра *RG2*, управляющего преобразователем *ЦАП2*, происходит фор-

мированне кода, пропорционального синусной завнсимостн. Для выполнения уравновешнвания следует сохранить знаки перед составляющнми в завнсимости (17.9). Для этого нспользуются также знаки синусной и косинусной функций, определяющнх номер квадранта. Масштаб передачн косннусного напряжения в первом цнкле или в зависимостях (17.9) и (17.10) во втором и третьем цнклах регулируется непосредственно на входе *ОУ3*.

Подключение *ЦАП1* к *ОУ5* и *ОУ8* создает во входных цепях уснлителей токи, пропорцнональные Φ н ($1-\Phi$), где Φ — код управлення *ЦАП1*, поступающнй от регнстра *RG1* н пропорцнональный в конкретном случае тангенсу половнннного угла. Так как *ЦАП1* входом связан с *ОУ1*, то достаточно подключить к входу *ОУ6* инверсиое сннусное напряженне от *ОУ7*, чтобы можно было компенсировать постоянную составляющую тока ($1-\Phi$). Тогда суммарный ток на входе *ОУ6* будет иметь величину $-\Phi$, т. е. протнвоположной полярности по отношенню к входному току *ОУ1*. Такнм образом, на выходах *ОУ5* и *ОУ6* всегда формнруются напряжения взаимно противоположной полярности илн фазы.

Синхронизацня преобразовання выполняется от сети, общей с нсточннком питания *СКВТ*-датчнков, с помощью *СУ*. Синхронизирующнй сигнал обеспечивает запуск делнтеля тактовых сигналов, представляющнх последовательиость импульсов для выработки поразрядных сигналов на распределительном устройстве.

Регнстр *RG3* обеспечивает обработку несложных логических соотношенний для коммутации переключателей *23—32* в каждом конкретном цикле работы. Выходы *RG1—RG3* связаны с *РХК*, откуда коды Φ поступают в *ЭВМ*.

Это устройство позволяет преобразовать синусное и косинусное напряжения СКВТ в двоичный код непосредственно в процессе кодирования без использования прнближенных зависимостей с применением соотношений, связывающих трнгонометрические функции, чем обеспечнвается отсутствне методической ошибки н достигается общее повышение точностн функционального преобразования, которая ограннчивается только инструментальной погрешностью.

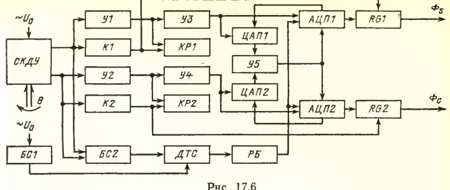
Недостатком такого преобразовання является невысокое быстродействие, поскольку процесс одного преобразовання состонт из трех циклов.

Этого недостатка лншен функциональный преобразователь угла поворота вала в код [а. с. 1043702 (СССР)] с СКДУ, основанный на использовании компенсацнонного напряження, пропорционального сумме квадратов синусной и косинусной функцнй. Относнтельно этого компенсационного напряжения, выражающего константу, выполняется преобразованне сннусного и косннусного напряжений одновременно на двух блоках АЦП отношения напряженнй в код. В результате преобразования формнруется напряженне, пропорцнональное сумме квадратов сннусной н косннусной функций.

Это напряженне является общим опорным напряженнем АЦП. Так как сумма квадратов синусной н косинусной функцнй обеспечивает формированне опорного напряжения постоянной амплнтуды, то в результате преобразовання на регистрах АЦП устанавлнваются коды, пропорциональные сннусу н косннусу угла:

$$\frac{\sin\theta}{\sin^2\theta+\cos^2\theta}=\Phi_s;\quad \frac{\cos\theta}{\sin^2\theta+\cos^2\theta}=\Phi_c. \qquad (17.11)$$

Поскольку возведение в квадрат выполняется в ЦАП, в которых код и опорное напряженне пропорциональны синусу или косинусу, завнсимости (17.11) мо-



Рнс. 17.6

гут быть выражены как

$$\frac{\sin\theta}{\sin\theta\,\Phi_s+\cos\theta\Phi_c}=\Phi_s;\quad \frac{\cos\theta}{\sin\theta\Phi_s+\cos\theta\Phi_c}=\Phi_c,$$

где $\sin\theta$, $\cos\theta$ — значення функцнй, пропорциональные входным напряжениям; Φ_s, Φ_c — значення функцнй $\sin\theta$, $\cos\theta$, выраженные в пропорцнональных кодах.

Функцнональная схема преобразователя представлена на рнс. 17.6.

Преобразователь содержит: *СКДУ*, усилнтелн *У1—У5*, компараторы *К1* н *К2*, коммутаторы *КР1* н *КР2*, *АЦП1*, *АЦП2*, регистры *RG1* и *RG2*. *ЦАП1*, *ЦАП2*, блокн синхроннзацин *БС1* н *БС2*, делитель тактовых сигналов *ДТС* н распределительный блок *РБ*.

Устройство работает следующим образом.

Синусно-косинусные напряжения от *СКДУ* поступают на *У1* н *У2*. На компараторах фикснруются относнтельно корпуса полупернодные значения синусного и косинусного напряжений соответственно, что обеспечивает формированне знаков фаз этих напряжений по мере нзменения угла поворота вала *СКДУ*. От тех же усилнтелей напряжения поступают соответственно на *У3* и *У4* н коммутаторы, которые управляются по знаку функцнй, выявленному на компараторах. Тем самым в *У3* и *У4* обеспечивается прямая нли нnверсная передача. От *У3* синусное напряженне поступает на вход *ЦАП1* и на вход блока *АЦП1*. Точно также функционирует косннусная цепь. От *У4* косинусное напряженне поступает на входы *ЦАП2* н *АЦП2*. Поскольку в *ЦАП1* подано сннусное напряжение, а в *ЦАП2* — косннусное, по мере поразрядного уравновешнваиия на выходе суммирующего усилителя формнруется напряжение, пропорциональное сумме квадратов синусной н косннусной функцнй.

Это напряжение является общнм опорным напряженнем *АЦП*. Так как сумма квадратов сннусной н косннусной функций обеспечнвает формнрование опорного напряжения постоянной амплнтуды, то в результате преобразования в регнстрах *АЦП* устанавливаются коды, пропорцнональные сннусу н косннусу угла.

Блок *ДТС* запускается нмпульсом от блока сннхроннзацнн, чем обеспечивается однократное за пернод включение преобразователя н тем самым устранение неоднозначностн отсчета, которая может возникнуть прн прямой и обратной последовательностях чередовання полупериодов по мере нзменения угла поворота. Формнрованне нмпульсов поразрядного переключения на выходе *ДТС*

начинается через интервал времени, достаточный для нарастания напряжения после перехода через нуль. Эти импульсы поступают на *РБ*, который обеспечивает их параллельное распределение по разрядам блоков *АЦП*. От блоков *АЦП* результат преобразования переносится в *РС*.

Функциональный преобразователь угла поворота вала в двоичный код обеспечивает одновременное преобразование напряжений, пропорциональное синусу и косинусу угла. Несмотря на существенные преимущества такой ЦПП имеет ряд недостатков.

Во-первых, он имеет ограниченные функциональные возможности, поскольку на выходе у него отсутствует код угла. Во-вторых, точность преобразователя ограничена суммарной инструментальной погрешностью, вносимой двумя ЦАП и двумя АЦП. В-третьих, преобразователь имеет ограниченное быстродействие за счет однократного включения за период изменения U_0.

Перечисленные выше недостатки устраняются в функциональных преобразователях на БИС АЦП и ПЗУ, особенности построения и работы которых приведены в следующей главе.

17.3. РЕАЛИЗАЦИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

При построении аналого-цифровых устройств, выполняющих операции с векторами, находят применение преобразователи угла поворота СКВТ в код, пропорциональный квадрату угла [51]. В этом случае преобразование выполняется совмещенным с математической операцией.

Функциональная схема такого ЦПУ представлена на рис. 17.7 [а. с. 595757 (СССР)].

Схема содержит: операционные усилители *ОУ1—ОУ7*, масштабный резистор $R_м$, *ЦАП1*, *ЦАП2*, коммутаторы компенсационных и входного напряжения *ККН* и *КВН*, регистры управления *RG1—RG4*, схему сравнения *СС*, синхронизирующее устройство *СУ*, делитель тактовых импульсов *ДТИ*, распределительное устройство *РУ* и ключи *Кл1*, *Кл2*.

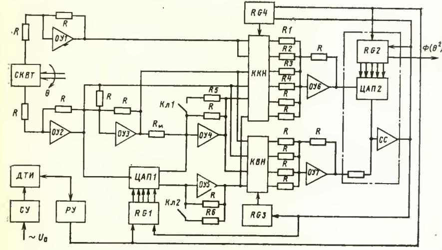


Рис. 17.7

Масштабные резисторы в схеме имеют следующие значения:

$$R_1=\frac{R}{2};\ \ R_2=\frac{R}{1+n};\ \ R_3=R_4=\frac{R}{n_2};\ \ R_5=R_6=\frac{1-n_2}{n_2}R,$$

где $n_1=0{,}2045$; $n_2=0{,}064$.

Работа преобразователя происходит в два цикла.

Первый цикл является подготовительным и служит для преобразования синусно-косинусных напряжений в код функции тангенса половинного угла. При этом кодирование выполняется в соответствии с зависимостью (17.6).

С учетом построения преобразователя как устройства с обратной связью, где сравниваются разнополярные сигналы, зависимость (17.6) преобразуется к виду

$$-\sin\theta+\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\left(\sin\theta\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}+2\cos\theta\right)=0, \qquad (17.12)$$

или, заменяя $\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}$ его кодовым эквивалентом $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$, получаем

$$-\sin\theta+\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\left[\sin\theta\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)+2\cos\theta\right]=0. \qquad (17.13)$$

В указанном соотношении знаки перед составляющими сохраняются постоянными за счет инверсии только синусного напряжения, так как весь диапазон последующего квадратичного преобразователя составляет $\pm 90°$. В пределах этого диапазона знак составляющей косинусного напряжения не изменяется.

Перед вторым циклом полученное значение $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$ кода функции тангенса половинного угла устанавливается на дополнительном линейном *ЦАП1*. Это позволяет формировать на выходе четвертого и пятого усилителей напряжения $\sin\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$ в прямой и обратной фазах одновременно.

Во втором цикле происходит реализация квадратичной функции на основе приближенной зависимости

$$\frac{\sin\theta\operatorname{tg}\dfrac{\theta}{2}}{1+n_1\cos\theta+n_2\sin\theta\left(1-\operatorname{tg}\dfrac{\theta}{2}\right)}\approx k\Phi(\theta^2), \qquad (17.14)$$

где n_1 и n_2 — масштабные коэффициенты угла поворота.

Заменяя константу через $\sin\theta\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}+\cos\theta=1$, получаем

$$\frac{\sin\theta\operatorname{tg}\dfrac{\theta}{2}}{(1+n_1)\cos\theta+n_2\sin\theta+(1-n_2)\sin\theta\operatorname{tg}\dfrac{\theta}{2}}\approx k\Phi(\theta^2). \qquad (17.15)$$

Подставляя вместо $\operatorname{tg}\dfrac{\theta}{2}$ его кодовый эквивалент $\Phi\left(\operatorname{tg}\dfrac{\theta}{2}\right)$ и вместо $k\Phi(\theta^2)$ его кодовый эквивалент Φ_θ^2, получаем

$$-\sin\theta\cdot\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)+\Phi_\theta^2\left[(1+n_1)\cos\theta+n_2\sin\theta+\right.$$

$$\left.+(1-n_2)\sin\theta\cdot\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\right]=0. \qquad (17.16)$$

При указанных значениях коэффициентов n_1 и n_2 воспроизведение квадратичной зависимости от угла поворота в диапазоне $0\pm90^\circ$ выполняется с погрешностью, не превышающей $\pm0{,}04$ %.

В том случае, когда такая точность преобразования недостаточна, может быть применено иное построение [а. с. 922850 (СССР)] отсчетной части, позволяющее снизить методическую погрешность воспроизведения квадратической зависимости угла более чем в 2 раза.

Преобразователь (рис. 17.8) содержит масштабные резисторы *МР1—МР6*, имеющие сопротивление *R*; операционные усилители *ОУ1—ОУ3*; переключатели *П1—П4*; резистивные делители *РД1*, *РД2*; резисторы *R5—R7*; усилитель тока *УТ*; повторитель напряжения *ПН*; *ЦАП1* и *ЦАП2*, состоящий из блока сравнения *БС*, регистра последовательных приближений *RG* и *ЦАП3*; блок управления *БУ*; блок автоматической синхронизации *БАС* и блок сетевой синхронизации *БСС*.

Усилители *ОУ2* и *ОУ3* подключены соответственно к входной и компенсационной шинам *ЦАП2*. Преобразователь применяется без встроенного эталонного источника. В качестве этого источника используется *ОУ3*, формирующий компенсационное напряжение. Масштабные резисторы в схеме имеют следующие значения:

$$R_1=n_1R;\ R_2=n_2R;\ R_3=n_3R;\ R_4=n_4R;\ R_5=n_5R;\ R_6=n_6R,$$

где $n_1=0{,}0457$; $n_2=n_3=1$; $n_4=0{,}708108$ и $n_5=n_6=0{,}854051$.

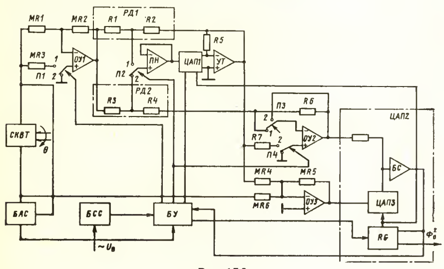


Рис. 17.8

В блоке автоматической синхронизации суммируются по модулю синусное и косинусное напряжения *СКВТ* и вырабатывается импульс синхронизации в момент перехода суммарного напряжения через нуль.

На вход *БСС* поступает сетевое напряжение U_0, используемое для формирования синфазного логического сигнала, т. е. в нем единичный уровень пропорционален положительному полупериоду сетевого напряжения. В *БУ* путем стробирования выделяется начало единичного уровня, которое достаточно точно совпадает с переходом через нуль от отрицательного к положительному полупериоду сетевого напряжения.

С выхода преобразователя напряжение — код снимается код Φ_θ^2, пропорциональный квадратичной зависимости угла поворота θ.

Формирование угла поворота *СКВТ* в двоичный код, пропорциональный квадрату угла, состоит из двух циклов кодирования.

В первом, подготовительном цикле производится определение тангенса половинного угла согласно типовому тригонометрическому соотношению для диапазона 0—90° [(17.6), (17.12)].

Во втором цикле полученное в коде значение тангенса половинного угла используется в соотношении

$$\frac{\sin\theta\,\mathrm{tg}(\theta/2)}{1+k_1\cos\theta+k_2\cos\theta\,\mathrm{tg}\,\dfrac{\theta}{2}}=\Phi_\theta^2, \qquad (17.17)$$

где k_1, k_2 — постоянные масштабные коэффициенты для всего диапазона формирования квадратичной зависимости ±90°. В приведенном соотношении (17.17) $k_1=0{,}2244$, $k_2=0{,}0457$.

Для реализации по структурной схеме (рис. 17.8) зависимость (17.6) преобразуется к виду

$$-0{,}5\sin\theta+\mathrm{tg}\frac{\theta}{2}\left(\cos\theta+0{,}55\sin\theta\,\mathrm{tg}\frac{\theta}{2}\right)=0. \qquad (17.18)$$

Зависимость (17.18) преобразуется подстановкой значения константы для диапазона 0—90°, равной $\sin\theta\,\mathrm{tg}\dfrac{\theta}{2}+\cos\theta=1$, откуда

$$\sin\theta\,\frac{\mathrm{tg}(\theta/2)}{(1+k_1)+k_2\,\mathrm{tg}(\theta/2)}+\Phi_\theta^2\left[\sin\theta\,\frac{\mathrm{tg}(\theta/2)}{(1+k_1)+k_2\,\mathrm{tg}(\theta/2)}+\cos\theta\right]=0. \qquad (17.19)$$

Согласно (17.19) происходит формирование квадратичной зависимости.

Устройство работает следующим образом.

Формирование квадратичной зависимости начинается с первого подготовительного цикла, в котором согласно (17.18) определяется код тангенса половинного угла (17.17).

После окончания первого цикла на *ЦАП1* и *ЦАП3* устанавливается код тангенса половинного угла. При достижении уравновешивания блок управления вырабатывает управляющие сигналы второго цикла. На *ЦАП1* сохраняется полученное значение тангенса половинного угла, а *ЦАП2* обнуляется.

Во втором цикле преобразование происходит согласно (17.19). При этом синусное напряжение от *ОУ1* поступает на *РД1*, где суммируется с выходным напряжением *УТ*. Благодаря наличию двух отрицательных обратных связей через

резистор $R2$ делителя $РД1$ и резистор $R5$ на выходе усилителя формируется зависимость

$$U_{\text{вых}} = -\left[U_{\sin}\frac{R_2}{R_1+R_2}+U_{\text{вых}}\frac{R_1}{R_1+R_2}\right]\frac{R_5}{R}\,\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right),$$

где $U_{\sin}$ — входное синусное напряжение; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение усилителя тока; $\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)$ — код, пропорциональный тангенсу половинного угла, или

$$U_{\text{вых}} = -U_{\sin}\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\Big/\left[\frac{n+n_2}{n_1 n_5}+\frac{n_1}{n_2}\,\Phi\left(\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}\right)\right], \qquad (17.20)$$

где $\frac{n_1+n_2}{n_2 n_5}=1+k_1$ и $\frac{n_1}{n_2}=k_2$, что соответствует значениям коэффициентов в соотношении (17.19).

В результате поразрядного уравновешивания *ЦАП2* формируется код, пропорциональный квадратичной зависимости угла поворота датчика.

Например, для $\theta=20°30'$ фактическое значение составляет 0,051996, а расчетное 0,051883. Таким образом, для выбранного значения угла погрешность составляет $\Delta\Phi_{\theta}{}^2=0{,}000113$. Методическая погрешность ЦПУ в диапазоне $\pm 90°$ составляет $\pm 0{,}018$ %.

В том случае, когда необходимо на выходе ЦПУ воспроизвести разрывные или двузначные функции, можно использовать структуру построения [а. с. 550664 (СССР)], обладающую расширенными функциями.

Функциональная схема такого ЦПУ представлена на рис. 17.9 и содержит *СКВТ*, делители напряжения *ДН1—ДН4*, селектор октанта *СО*, включающий усилители *ОУ1—ОУ3* и ключи *Кл1—Кл4*; *АЦП* и функциональный генератор *ФГ*.

Преобразователь работает следующим образом.

Выходные сигналы *СКВТ* поступают через *ДН1* и *ДН2* на *СО*. При равных между собой коэффициентах деления делителей напряжения в режиме работы линейного преобразователя при преобразуемом угле θ от 0 до $\pi/8$ (в первом октанте) в селекторе октантов открыты *Кл1* и *Кл2*; при преобразуемом угле θ от $\pi/8$ до $\pi/4$ (во втором октанте) открыты *Кл3* и *Кл4*. Переход от первого октанта ко второму фиксируется равенством по модулю сигналов на входах *АЦП*.

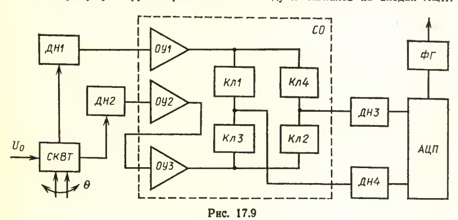


Рис. 17.9

На *АЦП* поступают разнополярные сигналы, причем на один вход большей величины, чем на другой. Сигнал на одном входе выполняет роль эталонного напряжения, а на другом — измеряемого. На выходе *АЦП* формируется код отношения сигнала на одном входе к сигналу на другом входе. Численное значение кода записывается следующим образом:

$$k = \operatorname{tg} \theta \text{ при } 0 \leqslant \theta < \pi/8;$$

$$k = \operatorname{ctg} \theta \text{ при } \frac{\pi}{8} \leqslant \theta < \pi/4.$$

Функциональный генератор реализует выражения

$$m = n \operatorname{arctg} k \text{ при } 0 \leqslant \theta < \pi/8$$

и

$$m = n(\pi/4 - \operatorname{arctg} k) \text{ при } \pi/8 \leqslant \theta < \pi/4,$$

где m — значение кода на выходе преобразователя; n — масштабный коэффициент; θ — измеряемый угол.

В результате значение кода на выходе преобразователя примет вид $m = n\theta$, т. е. имеет место линейное преобразование угла θ.

Если коэффициенты деления делителей не равны друг другу, то значение кода на выходе преобразователя связано с входным углом нелинейной зависимостью.

Так, например, если коэффициент деления *ДН4* меньше единицы, а у остальных делителей равен единице, то при увеличении угла θ от нулевого значения на одном входе преобразователя напряжение — код поступает сигнал $U_1 = Uk_д k_4 \sin \theta$, где U — напряжение питания датчика; $k_д$ — коэффициент передачи *СКВТ* по напряжению; $k_4 < 1$ — коэффициент деления *ДН4*.

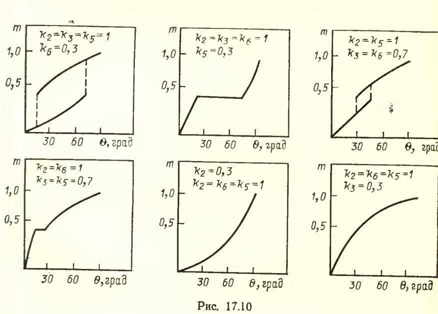


Рис. 17.10

Напряжение на другом входе преобразователя напряжение — код $U_2 = Uk_д \cos\theta$. Численное значение выходного кода преобразователя напряжение — код равно $k = k_4 \operatorname{tg}\theta$, а численное значение входного кода устройства $m = n \operatorname{arctg}(k_4 \operatorname{tg}\theta) < n\theta$.

Момент равенства по модулю сигналов на входах *АЦП* и соответственно переход к работе по второму октанту наступает при $\theta > \pi/8$. При работе по второму октанту на один вход *АЦП* поступает сигнал $U_1 = Uk_д k_4 \cos\theta$, а на другой вход $U_2 = Uk_д \sin\theta$.

Численное значение выходного кода АЦП равно $k = k_4 \operatorname{ctg}\theta$, а численное значение выходного кода устройства

$$m = n[\pi/4 - \operatorname{arctg} k_4 \operatorname{ctg}\theta] > \theta.$$

При уменьшении угла θ момент равенства по модулю сигналов на входах *АЦП* и соответственно переход к работе по первому октанту наступает при $\theta < \pi/8$. Таким образом, выходной код устройства связан с углом неоднозначной гистерезисной зависимостью, для $k = 0{,}3$ представленной на рис. 17.10 Там же представлены примеры генерируемых устройством функций при $n = 4/\pi$, где коэффициенты деления делителей обозначены соответственно их числовым индексам.

17.4. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ УГОЛ — КОД С СЕЛЬСИНОМ

Известные преобразователи угол — амплитуда — код с сельсином в качестве первичного преобразователя не позволяют получить одновременно с кодом угла коды синуса и косинуса [3]. Кроме того, в них содержится много аналоговых узлов, которые вносят погрешности преобразования, а непосредственное кодирование амплитудных значений напряжений требует сложного АЦП и накладывает ограничения на разрешающую способность. Поэтому обычно при построении функциональных преобразователей с сельсинами их выходные сигналы трансформируют в формат *СКВТ* (см. § 9.1), а затем производят дальнейшее преобразование.

Такое построение помимо определенного усложнения и технологических трудностей, связанных с миниатюризацией трансформатора Скотта, сопряжено и с появлением дополнительной погрешности преобразования выходного сигнала сельсина в формат *СКВТ*. Эта погрешность достигает 2′, что недопустимо в ЦПУ высокой точности. Аналогичными точностными показателями обладают и угловые генераторы на ОУ [55].

В связи с вышеизложенным представляет интерес построение функционального ЦПУ с первичным преобразователем на основе сельсина и отсчетной частью, обеспечивающей непосредственное преобразование его выходных сигналов в коды [а. с. 520607 (СССР)]. Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 17.11.

Преобразователь угол — код содержит трансформатор питания *ТП*, сельсин-датчик *СД*, фазочувствительный выпрямитель *ФЧВ*, блоки компараторов *К1* и *К2*, формирователь управляющих импульсов *ФУИ*, блок определения сектора *БОС*, коммутатор *КР*, блок подбора кода *БПК*, реверсивные счетчики *РС1* и *РС2*, мультиплексоры *МР1* и *МР2*, блок памяти *БП*, цифро-аналоговый преобразователь *ЦАП*, выпрямитель *В* для *ЦАП*, устройство сравнения *УС*, элемент *И*, генератор тактовых импульсов *ГТИ*.

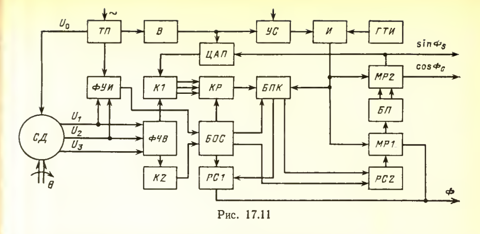


Рис. 17.11

На обмотку возбуждения *СД* подается опорное напряжение от *ТП*, в котором предварительно производится сдвиг фазы напряжеиия для устранеиия систематического фазового сдвнга между напряжениями опорным и синхронизации.

Выпрямитель *В* для *ЦАП* иеобходим для уравиовешивания иестабильиости напряжеиий синхроиизации соответствующим измеиением эталонного напряжения питания, подаваемого иа *ЦАП.* Для исключения ошибок из-за нелинейности аналоговых элементов при иебольших значеииях мгиовенных напряжеиий синхронизацни, которые могут привести к выходу из сиихронизацин, прнменяются *УС* и элемент *И*.

Преобразователь угол—код работает следующим образом.

Определение угла θ поворота ротора *СД* производится в два этапа. На первом этапе определяется 30-градусный сектор, в пределах которого находится ротор. На втором этапе определяются код угла внутри найденного сектора, полный угол и одновременно его тригонометрические функции синус и косннус. После выпрямления *ФЧВ* огибающие напряжений синхроиизации подаются в *К1* и *К2,* где они соответствеино сравниваются с напряжением, пропорциональным косинусу угла в секторе с ЦАП и друг с другом. Компараторы построены таким образом, что если иапряжение иа первом входе превышает напряжение на втором входе, то на выходе появляется положительный потенциал. Если напряжения на входах равны, то на выходе будет нулевой потенцнал. Полученные после сравнения величины в виде широтно-импульсных и фазо-временных значений однозначно определяют угловое положение ротора *СД*.

Весь интервал изменения угла 0—360° разбивается на 12 секторов, в которых одно из трехфазных напряжений синхронизацни аналогично изменению синуса или косинуса в интервале 30—60°. На этом участке огибающая напряжений сиихронизации нмеет достаточную крутнзну, что определяет нежесткие требоваиия к харатеристикам компараторов, а дрейф нулевого уровня и нелииейность аиалоговых элементов незначительно влияют иа погрешность. Результат сравнения с трех компараторов *К2* подается на *БОС,* дешифратор которого определяет сектор. В зависнмости от номера сектора происходит выбор фазы напряжения сравнения с *К1* н одновременное преобразование позиционного номера найденного сектора в цифровое значение его

нижней границы (0, 30, 60, 90 ..., 330°) и определение знака наклона производной огибающей на данном секторе, а в зависимости от знака с *БОС* устанавливается в *РС2* код 30° или 60° соответственно. В *РС1* записывается цифровой код выбранного сектора. С *БОС* сигнал, подаваемый на *КР*, выбирает соответствующий результат сравнения (сигнал рассогласования), последний подается на *БПК*, предназначенный для пропускания тактовых импульсов на вычитающие или суммирующие входы реверсивных счетчиков *РС1* и *РС2*.

Исходя из вышеизложенного угол поворота ротора *СД* в пределах 30-градусного сектора определяется по той фазе, огибающая напряжения которой изменяется в пределах этого сектора аналогично изменению функции синуса или косинуса 30—60°. Состояние *РС2* определяет угол в пределах выбранного 30-градусного сектора. Состояние *РС1* определяет угол поворота ротора *СД*. Коды с выходов *РС1* и *РС2* через *МР1* подаются в качестве адреса в *БП*. На его выходах появляется код синуса и косинуса. *ЦАП* преобразует код синуса в аналоговую величину, которая сравнивается в *БК1* с огибающей напряжений каждой фазы синхронизации. В случае, если напряжение с *ЦАП* больше огибающей выбранного напряжения, на выходе *КР* появляется положительный потенциал, *БПК* пропускает тактовые импульсы на суммирующий вход *РС2*, содержимое его увеличивается и растет напряжение с *ЦАП*. Если напряжение *ЦАП* меньше величины огибающей или равно ей, то тактовые импульсы поступают на вычитающий вход *РС2* и процесс протекает в обратном порядке. При положительном наклоне огибающей счетчики работают в одном направлении, при отрицательном — в противоположном. Изменение направления счета с прямого на обратный происходит в момент, когда огибающая напряжения выбранной фазы проходит через экстремальные точки. Полное значение угла поворота ротора сельсина-датчика определяется по содержимому *РС1* путем суммирования значений нижней границы сектора со значением угла в секторе.

При неподвижном роторе *СД* система обратной связи совершает колебания около истинного значения угла на единицу младшего разряда *РС1*; *МР2* с периодом тактовых импульсов подключает к *БП* в качестве адреса содержимое либо *РС1*, либо *РС2*. На выходе *БП* появляются соответственно код синуса в пределах 30—60°, затем код синуса Φ_s и косинуса Φ_c угла поворота ротора *СД*. Блок *МР2*, жестко синхронизированный с *МР1*, подает первое значение в *ЦАП*, вторые значения — на выход преобразователя, куда одновременно подается код угла Φ поворота *СД* из *РС1*. При вращении ротора *СД* происходят соответствующие изменения состояния дешифратора *БОС* и описанный выше процесс слежения.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЦИКЛИЧЕСКИЕ ЦПП НА БИС АЦП И ПЗУ

18.1. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ЦПУ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ТИПА

В случае умеренных требований к ФЦПУ как по точности, так и по скорости формирования кодов они могут быть получены в режиме временного раз-

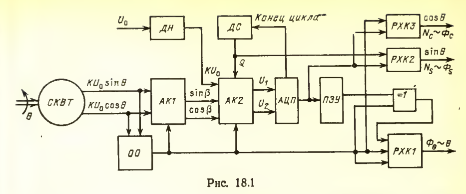


Рис. 18.1

деления на одной отсчетной части ЦПУ прямого преобразования (см. рис. 12.9).

На рис. 18.1 приведен вариант функциональной схемы преобразователя с расширенными функциональными возможностями, на рис. 18.2 приведены временные диаграммы, поясняющие его работу.

Определитель октантов *ОО*, сравнивая выходные напряжения *СКВТ* с нулевым уровнем и между собой, формирует двоичный код октантов. При этом первому октанту присваивается код 000. Первый аналоговый коммутатор *АК1* преобразует выходные сигналы *СКВТ*, приводя угол θ в первый октант. Линейный циклический *АЦП* формирует код, равный отношению напряжений, поступающих на измерительный и опорный входы, т. е. U_1/U_2. Счетчик *ДС*, имеющий коэффициент счета, равный трем, формирует двоичный код $Q=Q_1 2^1+Q_0 2^0$ цикла *АЦП*; первому циклу присваивается код 00. Делитель напряжения *ДН* имеет коэффициент передачи, равный коэффициенту трансформации *СКВТ*. Второй аналоговый коммутатор *АК2* осуществляет коммутацию входных сигналов *АЦП; ПЗУ* запрограммировано по закону arctg в диапазоне (0^0—$\pi/4$).

Напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота θ, сравниваются с нулевым уровнем и между собой, в результате чего определяется номер октанта, в котором находится угол θ. Первым принят октант, в котором $\sin\theta \geqslant 0$, $\cos\theta > 0$, а $\sin\theta < \cos\theta$; увеличение номера октанта—против часовой стрелки. По известному номеру октанта сигналы, пропорциональные сину-

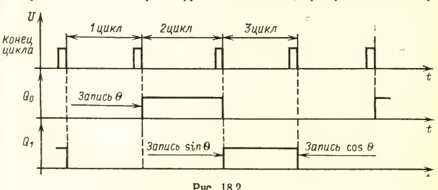


Рис. 18.2

су и косинусу угла θ, приведенного в первый октант, определяются по следующим выражениям:

$\sin\beta = kU_0|\sin\theta|$; $\cos\beta = kU_0|\cos\theta|$ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;

$\sin\beta = kU_0|\cos\theta|$; $\cos\beta = kU_0|\sin\theta|$ во 2, 3, 6-м и 7-м октантах,

где k — коэффициент трансформации СКВТ; U_0 — амплитуда напряжения возбуждения *СКВТ*.

На выходе *ДН* формируется напряжение, равное $k'U_0$, где k' — коэффициент передачи делителя, причем $k'=k$.

На первом выходе циклического *АЦП* по окончании цикла преобразования формируется импульс *Конец цикла.* Число этих импульсов фиксируется счетчиком *ДС*, в результате чего на его выходе формируется номер цикла *АЦП*. По известному номеру октанта и цикла на выходе *АК2* формируются сигналы по алгоритму, приведенному в табл. 18.1.

Таблица 18.1

Номер октанта	Номер цикла	U_1	U_2	U_1/U_2
1, 4, 5, 8	1	$\sin\beta$	$\cos\beta$	$\mathrm{tg}\,\beta$
$\sin\beta = \|\sin\theta\|$	2	$\sin\beta$	U_0	$\|\sin\theta\|$
$\cos\beta = \|\cos\theta\|$	3	$\cos\beta$	U_0	$\|\cos\theta\|$
2, 3, 6, 7	1	$\sin\beta$	$\cos\beta$	$\mathrm{tg}\,\beta$
$\sin\beta = \|\cos\theta\|$	2	$\cos\beta$	U_0	$\|\sin\theta\|$
$\cos\beta = \|\sin\theta\|$	3	$\sin\beta$	U_0	$\|\cos\theta\|$

Путем линейного аналого-цифрового преобразования в конце первого, второго и третьего циклов определяются соответственно коды $\mathrm{tg}\beta$, $|\sin\theta|$ и $|\cos\theta|$, при этом в качестве опорного сигнала в *АЦП* используется сигнал U_2, а в качестве измеряемого U_1.

Код $\mathrm{tg}\,\beta$ преобразуется в *ПЗУ* в код угла β, который поступает на вход блока элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, другой вход которого управляется младшим разрядом кода октантов. Таким образом, в нечетных октантах на выходе блока формируется код угла β, а в четных октантах — код угла ($\pi/4-\beta$). С выхода блока код угла подается на первый вход регистра хранения кода *РХК1*, на второй вход которого поступает код октантов. В результате совмещения этих кодов формируется код угла θ, который записывается в регистр в конце первого цикла преобразования.

В конце второго и третьего циклов преобразования коды $|\sin\theta|$ и $|\cos\theta|$ записываются соответственно во второй и третий регистры *РХК2* и *РХК3*. Знаковый разряд кода синуса совпадает со старшим разрядом кода угла, а знаковый разряд кода косинуса равен сумме по модулю двух старших разрядов кода угла.

Таким образом, преобразователь позволяет получить не только цифровой эквивалент угла, но и цифровые эквиваленты его ортогональных составляющих.

Достоинством этого варианта преобразователя является то, что он пол-

иостью реализуется на стандартных интегральиых микросхемах, таких как К590КН3 (аиалоговый коммутатор), К572ПВ1 (АЦП), К505РЕ3 (ПЗУ), К133ЛП (блок схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ), К133ИР (регистры храиения кода).

При использоваиии такого преобразователя для формироваиия развертывающих напряжеиий электронно-лучевой трубки [65], путем перемиожеиия кодов сииуса и косииуса с пилообразиым иапряжеиием, прикладываемым к аиалоговым входам умножающих цифро-аиалоговых преобразователей, достигается положительиый эффект за счет значительиого повышеиия точиости по сравиеиию с аналоговым методом перемножеиия сигналов [34].

Эффективио также применение такого варианта преобразователя в периферийиом оборудоваиии ЭВМ для решеиия, иапример, задач преобразоваиия координат, так как при этом исключаются дополиительные затраты машииного времени на преобразоваиие кода угла в коды сииуса и косинуса [49].

18.2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ЦПУ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

При умереиных требоваииях к точиости получеиия кодов проекций и повышеииых требованиях к быстродействию *ЦПУ* рациональным является построеиие ЦПУ (рис. 18.3), предусматривающее параллельиое получеиие кодов угла и его проекций. Такие требоваиия предъявляются к ЦПУ, формирующим сигналы обратной связи в безредукториых цифровых приводах роботов [68].

Повышение быстродействия преобразователя достигается за счет того, что выходиые сигналы *СКДУ*, приведеииые в первый квадраит двумя блоками перемеиы знака и в первый октант блоком перемены функций, преобразуются одиовремеиио тремя *АЦП* в коды модулей синуса и косииуса угла *СКДУ*

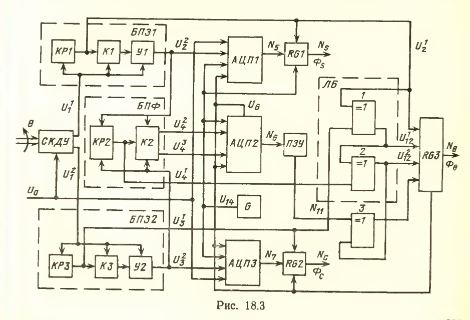
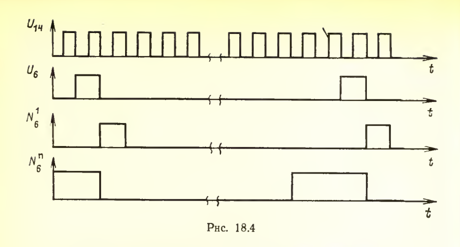


Рис. 18.3



Рнс. 18.4

и в код тангенса угла, прнведенного в первый октант, который прн помощи *ПЗУ* н блока элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ преобразуется в младшне разряды кода угла *СКДУ*. Прн этом время преобразовання в код угла н коды его проекцнй определяется длнтельностью цикла *АЦП*.

На рис. 18.4 прнведены диаграммы, поясняющне работу предлагаемого преобразователя.

Преобразователь содержнт *СКДУ*, два блока перемены знака *БПЗ1* н *БПЗ2*, блок перемены функцнй *БПФ*, три *АЦП1—АЦП3*, трн регистра *RG1—RG3*, *ПЗУ*, логическнй блок *ЛБ*, блок элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ1, генератор нмпульсов *G*, трн компаратора *К1 — К3*, трн коммутатора *КР1 — КР3*, два усилнтеля *У1* н *У2*, два элемента *2* н *3* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

Введены следующне обозначения: θ — угол поворота *СКДУ*; β — угол θ, прнведенный в первый октант; U_0 — нормнрованное напряженне питания *СКДУ*; $U_i^к$, $N_i^к$ — соответственно напряженне и двоичный код на *k*-м выходе *i*-го элемента; *m* — разрядность *АЦП*.

Выходные сигналы *СКДУ* $U_1^1 = U_0 \sin\theta$, $U_1^2 = U_0 \cos\theta$ подключены к входам *БПЗ1* н *БПЗ2*, ндентнчных по построенню н состоящнх из компараторов *К1* и *К3* тнпа К521СА3, коммутаторов *К1* н *К3* ИМС тнпа К590КН4 н уснлнтелей *У1* н *У2* ИМС тнпа К153УД6. Напряжения U_1^1 н U_1^2 сравннваются на *К1* н *К3* с нулевым уровнем напряжения, в результате чего на первых выходах *БПЗ1* и *БПЗ2* формнруются логическне снгналы, соответствующне знакам снпусного и косинусного напряженнй

$$U_2^1 = \mathrm{sign}\,\sin\theta;\quad U_3^1 = \mathrm{sign}\,\cos\theta. \tag{18.1}$$

Нулевой уровень U_2^1 и U_3^1 соответствует положнтельному, а еднннчный — отрнцательному значенню напряженнй U_2^1 и U_3^1. Коммутаторы *КР1* н *КР3* управляются по знаку функцнй, выявленному на *К1* и *К3*. Тем самым при $U_2^1 = U_3^1 = 0$ в уснлителях *У1* и *У2* обеспечнвается прямая, а прн $U_2^1 = U_3^1 = 1$ — инверсная передача напряжений на вторые выходы *БПЗ1* и *БПЗ2*, т. е. формнруются модулн напряженнй U_2^1 н U_3^2

$$U_2^2 = U_0|\sin\theta|;\quad U_3^2 = U_0|\cos\theta|. \tag{18.2}$$

Сигналы со вторых выходов *БПЗ1* и *БПЗ2* подключены к первому и второму входам *БПФ*, состоящего из компаратора *К2* и коммутатора *КР2*. Напряжения U_2^2 и U_3^2 сравниваются на *К2*, в результате чего на первом выходе *БПФ* формируется логический сигнал U_4^1, принимающий значения

$$U_4^1=0, \text{ если } U_2^2<U_3^2; \; U_4^1=1, \text{ если } U_2^2\geqslant U_3^2. \tag{18.3}$$

Коммутатор *КР2* управляется сигналом U_4^1 таким образом, что на втором и третьем выходах *БПФ* формируются напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла β, т. е.

$$\left.\begin{aligned} U_4^2 = \sin\beta = U_0\,|\sin\theta\,|,\; U_4^3 = \cos\beta = U\,|\cos\theta\,|, \text{ если } U_4^1 = 0; \\ U_4^2 = \sin\beta = U_0\,|\cos\theta\,|,\; U_4^3 = \cos\beta = U\,|\sin\theta\,|, \text{ если } U_4^1 = 1. \end{aligned}\right\} \tag{18.4}$$

Сигналы со второго и третьего выходов *БПФ* поступают соответственно на измерительный и опорный входы *АЦП2* отношения напряжений в код (БИС типа К572ПВ1), на цифровом выходе которого формируется код, пропорциональный тангенсу угла β, т. е. $N_6=\mathrm{tg}\,\beta$. Напряжения со вторых выходов *БПЗ1* и *БПЗ2* поступают на измерительные входы соответственно *АЦП1* и *АЦП3* отношения напряжений в код. На опорные входы этих *АЦП* подается нормированное напряжение питания U_0 *СКДУ*. На цифровых выходах *АЦП1* и *АЦП3* формируются коды, пропорциональные модулям синуса и косинуса угла θ, т. е. $N_5=|\sin\theta|$, $N_7=|\cos\theta|$.

Сигналы с первых выходов *БПЗ1* и *БПЗ2* и с первого выхода *БПФ* поступают соответственно на первый, второй и третий входы логического блока *ЛБ*, состоящего из двух элементов *2* и *3* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (ИМС типа К564ЛП2). На первом и втором выходах *ЛБ* формируются логические сигналы, соответствующие значениям второго и третьего разрядов кода угла θ, т. е.

$$U_{12}^1 = 2p = U_2^1 \oplus U_1^3;\; U_{12}^2 = 3p = U_{12}^1 \oplus U_1^4. \tag{18.5}$$

Код с выхода *АЦП2* поступает на вход *ПЗУ* (БИС типа К505РЕЗ 0054—0056), в котором записаны табличные значения функции арктангенса в диапазоне 0—1 при изменении входного кода от нуля до максимального значения. На выходе *ПЗУ* формируется код

$$N_{11}=\mathrm{arctg}\,N_6, \tag{18.6}$$

т. е. код угла β. Код с выхода *ПЗУ* поступает на первый вход блока *1* элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. На его второй вход поступает сигнал со второго выхода *ЛБ*. На выходе блока *1* формируются младшие разряды кода угла θ

$$N_{13} = N_{11} \oplus U_{12}^2. \tag{18.7}$$

Тактовые входы АЦП1 — АЦП3 подключены к выходу U_{14} генератора импульсов *G*. Установочные входы *АЦП* и регистров *RG* (ИМС типа К564ИР9) соединены с циклическим выходом *АЦП2*.

Цифровые выходы *АЦП1* и *АЦП3* подключены к первым информационным входам регистров *RG1* и *RG3*, вторые информационные входы которых подключены к первым выходам соответственно *БПЗ1* и *БПЗ3*. Первый, второй, третий и четвертый информационные входы регистра *RG2* подключены соответственно к первому выходу *БПЗ1*, к первому и второму выходам *ЛБ* и к выходу блока *1* элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

Преобразователь работает следующим образом.

Выходные сигналы *СКДУ* сравниваются на компараторах *K1* и *K2* с нулевым уровнем напряжения, в результате чего на первых выходах *БПЗ1* и *БПЗ2* формируются логические сигналы, соответствующие знакам синусного и косинусного напряжений (18.1). Нулевое значение этих сигналов определяет прямую, а единичное — инверсную передачу напряжений коммутаторами *KP1* и *KP3* и усилителями *У1* и *У2* на вторые выходы *БПЗ1* и *БПЗ2*, т. е. значения напряжений на этих выходах равны модулям синусного и косинусного напряжений (18.2).

Эти напряжения сравниваются на компараторе *K2*. В результате на первом выходе *БПФ* формируется логический сигнал, принимающий нулевое значение в 1, 4, 5-м и 8-м октантах и единичное значение во 2, 3, 6-м и 7-м октантах согласно (18.3). При нулевом значении этого сигнала коммутатор *KP2* обеспечивает прохождение на второй и третий выходы блока соответственно модулей синусного и косинусного напряжений, а при единичном значении, наоборот, — модулей косинусного и синусного напряжений. Тем самым на втором и третьем выходах *БПФ* формируются синусное и косинусное напряжения, приведенные в первый октант (18.4).

Логический сигнал на первом выходе *БПЗ1* совпадает со значением старшего разряда кода угла θ. Второй и третий разряды кода угла θ формируются элементами *1* и *2* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ логического блока *ЛБ* в соответствии с (18.5).

Аналого-цифровые преобразователи, управляемые по тактовым входам генератором импульсов, представляют собой циклические *АЦП* отношения напряжений в код поразрядного уравновешивания. Параллельный циклический режим работы этих *АЦП* задается подачей сигнала с циклического выхода *АЦП2* (ведущего) на установочные входы *АЦП1* и *АЦП3* (ведомых). По окончании цикла преобразования *АЦП2* на его циклическом выходе формируется единичный логический уровень. По отрицательному фронту следующего тактового импульса все *АЦП* устанавливаются в исходное состояние, а на циклическом выходе *АЦП2* формируется нулевой логический уровень. Далее за m разрядных тактов происходит процесс поразрядных уравновешиваний в *АЦП*. В результате на цифровых выходах *АЦП1* и *АЦП3* формируются коды, пропорциональные модулям синуса и косинуса угла θ, а на цифровом выходе *АЦП2* — код, пропорциональный тангенсу угла β.

Блок *ПЗУ* совместно с блоком *3* элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, управляемым третьим разрядом кода угла θ, осуществляет преобразование кода тангенса угла β в младшие разряды N_3 кода угла θ в соответствии с (18.6) и (18.7). При этом на выход этого блока в нечетных октантах ($3p=0$) проходит прямой код угла β, а в четных октантах ($3p=1$) — инверсный код, дополняющий угол β до $\pi/4$, т. е. код угла ($\pi/4-\beta$). Код угла с выхода блока *1* элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ совместно с кодом октантов дает код угла θ. Время этого преобразования, равное сумме времен срабатывания *ПЗУ* и блока *3*, не превышает длительности ($m+2$)-го такта *АЦП2*. В конце ($m+2$)-го такта преобразования по положительному перепаду сигнала с циклического выхода *АЦП2* коды модулей и знаки функции синуса и косинуса угла θ и код угла θ записываются в соответствующие регистры. Таким образом, на выходах регистров *RG* имеются коды синуса и косинуса угла θ и код угла соответственно N_s, N_c и N_θ (цифровые эквиваленты Φ_s, Φ_c и Φ_θ).

Повышение быстродействня предлагаемого преобразователя достнгается за счет параллельного преобразования сигналов *СКДУ* в коды угла н его проекций за время $t_ц$, равное циклу *АЦП2*. Типовое значение 12-разрядного АЦП, построенного, например, на основе БИС типа К572ПВ1, равно 110 мкс [38]. Такнм образом, быстродействие такого преобразователя в 3 раза выше, чем преобразователя с разделением во временн (рис. 18.1), и более чем на порядок выше, чем быстродействие ФЦПУ с цифровым осциллятором (рис. 16.1).

Существенное повышение быстродействия ФЦПУ позволяет использовать его в одноканальной системе с высокой скоростью изменения угла илн в многоканальных системах с ограниченной скоростью нзменения входных воздействий в его отдельных каналах.

18.3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ ЦПУ

В том случае, когда необходимо совместить высокие требования по точности и быстродействию преобразователя угла и его проекцнй, формированне кода проекцнй целесообразно производить из кода угла путем его функционального преобразовання ПЗУ с синусной прошивкой [34, 62]. Такое построение отвечает требованиям, предъявляемым к ЦПУ, сопрягаемым с аппаратурой отображения на электронно-лучевых индикаторах [65].

Функциональная схема функционального ЦПУ повышенной точности и быстродействия представлена на рнс. 18.5.

Преобразователь содержит *СКДУ*, два блока перемены знака *БПЗ1* и *БПЗ2*, блок перемены функций *БПФ* (рнс. 18.6), логическнй блок *ЛБ* (рис. 18.7), *АЦП*, функциональный блок *ФБ* (рнс. 18.8), трн регистра *RG1—RG3*, блок синхронизации *БС*, блок управления *БУ*, генератор импульсов *G*.

Блок *БПФ* (рис. 18.6) включает в себя компаратор *К*, два коммутатора *КР1* и *КР2* и два операционных усилителя *УО1* и *УО2*. Логнческий блок *ЛБ* (рис. 18.7) состоит из четырех элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *1—4*. Функцнональный блок *ФБ* (рис. 18.8) содержит *ПЗУ1—ПЗУ3*, блок нннверторов *БИ1*, блок схем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, два блока элементов 2И — ИЛИ *1* и *2*,

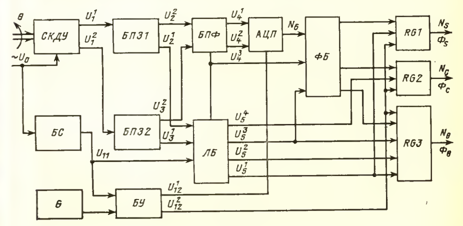


Рис. 18.5

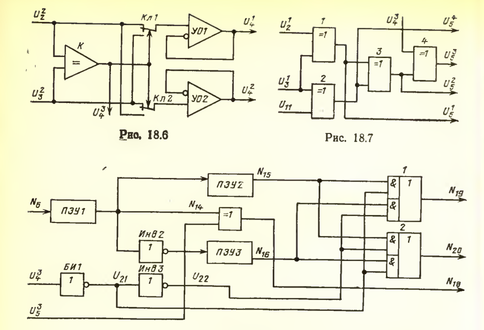


Рис. 18.6

Рис. 18.7

Рис. 18.8

два инвертора *Инв2*, *Инв3*. Введены следующие обозначения: θ — угол поворота *СКДУ*; β — угол θ, приведенный в первый октант; $U_0=U_m \sin \omega t$ — напряжение питания *СКДУ*; U_i^k, N_i^k — соответственно напряжение и код на *k*-м выходе *i*-го элемента; n_i^k — число разрядов кода на *k*-м выходе *i*-го элемента; 1*р*, 2*р*, 3*р* — первый, второй и третий разряды кода угла θ, 1*р* — старший.

Выходные сигналы *СКДУ* $U_1^1=U_0 \sin \theta$, $U_1^2=U_0 \cos \theta$, подключенные к входам *БПЗ1* и *БПЗ2*, сравниваются с нулевым уровнем напряжения, в результате чего на вторых выходах этих блоков формируются синфазные логические сигналы, соответствующие знакам фаз полупериодных значений синусного и косинусного напряжений $U_2^1=\text{sign}\,[U_0 \sin \theta]$, $U_3^1=\text{sign}\,[U_0 \cos \theta]$. Единичный уровень U_2^1 и U_3^1 соответствует положительному полупериоду синусного и косинусного напряжений. Эти сигналы определяют прямую или инверсную передачу напряжений на первые выходы *БПЗ1* и *БПЗ2*. Таким образом формируются модули синусной $U_2^2=|U_0 \sin \theta|$ и косинусной $U_3^2=|U_0 \cos \theta|$ проекций.

Напряжения со вторых выходов *БПЗ1* и *БПЗ2* сравниваются на компараторе (рис. 18.6), например, ИМС К521СА3, в результате чего на его выходе формируется логический сигнал, принимающий следующие значения:

$$U_4^3=0, \text{ если } |U_0 \sin \theta|<|U_0 \cos \theta|;$$

$$U_4^3=1, \text{ если } |U_0 \sin \theta|\geqslant|U_0 \cos \theta|.$$

Выходной сигнал компаратора, подключенный к управляющим входам коммутаторов *КР1* и *КР2*, например ИМС К590КН4, однозначно определяет их положение: при $U_4^3=0$ коммутаторы находятся в положении I, а при $U_4^3=1$ — в положении II. Первый вход коммутатора *КР1* и второй вход коммутатора *КР2* под-

ключены к второму выходу *БПЗ1*, а второй вход коммутатора *КР1* и первый вход коммутатора *КР2* подключены ко второму выходу *БПЗ2*. Выходы коммутаторов соедннены с входами повторителей напряження на *УО1* н *УО2*, на выходе которых формируются напряжения по следующим выражениям:

$$U_4{}^1=|U_0 \sin\theta|,\ U_4{}^2=|U_0\cos\theta|,\ \text{еслн}\ U_4{}^3=0;$$

$$U_4{}^1=|U_0 \cos\theta|,\ U_4{}^2=|U_0\sin\theta|,\ \text{если}\ U_4{}^3=1.$$

При этом всегда $U_4{}^1<U_4{}^2$. На выходах повторителей формируются сигналы, пропорциональные углу поворота θ, приведенному в первый октант (угол в днапазоне 0—45°), т. е. $U_4{}^1=|U_0\sin\beta|$, $U_4{}^2=|U_0\cos\beta|$. Значення логическнх сигналов, соответствующие выражениям для днапазона угла 0—360°, прнведены в табл. 18.2.

Таблица 18.2

Значение θ	№ октанта	$U_2 =$ $=\text{sign}\ U_0 \sin\theta$		$U_3 =$ $=\text{sign}\ U_2\ \text{sos}\ \theta$		U_{11}		U_4^3	Код октанта			sign sin θ	sign cos θ
		Полупериод U_0		Полупериод U_0		Полупериод U_0			1	2	3		
		+	—	+	—	+	—						
0—45°	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
45—90°	2	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0
90—135°	3	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1
135—180°	4	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1
180—225°	5	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1
225—270°	6	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1
270—315°	7	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0
315—360°	8	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0

На вход блока сннхронизацин поступает напряженне U_θ, используемое для формирования синфазного логнческого сигнала, еднничный уровень которого соответствует положительному полупериоду напряжения U_0. Выходные сигналы блока синхронизации н генератора нмпульсов подключены к входам блока управлення. Синхронизнрующий сигнал с выхода блока синхроннзацни обеспечнвает запуск блока управления, на первом выходе которого, подключенном к третьему входу АЦП, формнруется последовательность импульсов, обеспечивающая режим поразрядного уравновешивания в АЦП. Сигналы с выходов повторителей поступают соответственно на измернтельный и эталонный входы АЦП отношения напряжений в код поразрядного уравновешивання, напрнмер БИС К572ПВ1, на выходе которого формируется код, пропорциональный тангенсу угла β, т. е. $N_6=\text{tg}\,\beta$.

Сигналы $U_2{}^1$ н $U_3{}^1$ с первых выходов *БПЗ1* н *БПЗ2* поступают на входы элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *1* и *2* (рнс. 18.7). На нх вторые входы поступает сигнал U_{11} с выхода *БС*. Их выходы включены через элемент *3* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ на вход *4* элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, на второй вход которого поступает сигнал $U_4{}^3$ с выхода компаратора *К* (рис. 18.6). При этом на выходах *1*, *3* н *4* элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ формируются логнческие сигналы, соответствующне значениям первого, второго н третьего разрядов кода угла (код октанта θ), прнчем значенне первого разряда совпадает со знаком функции sin θ, а на выходе элемента *2* формируется логнческий сиг-

нал, соответствующий знаку функции cos θ, т. е.

$$U_5^1 = U_2^1 \oplus U_{11} = 1p = \text{sign} \sin\theta;\;\; U_3 = U_5^1 \oplus U_5^4 = 2p;$$
$$U_5^4 = U_3^1 \oplus U_{11} = \text{sign} \cos\theta;\;\; U_5^3 = U_5^2 \oplus U_4^3 = 3p.$$

Дальнейшее преобразование полученного кода производится в функциональном блоке *ФБ* (см. схему рис. 18.8). Основным элементом этого устройства является *ПЗУ*, например БИС К505РЕ3, в составе которых имеется набор прошивок тригонометрических функций $\sin x$ и $\text{arctg}\, x$. Информационная емкость ПЗУ 4 Кбит (512×8*р*) (см. § 12.1 и 12.3).

Прошивки 0051 и 0052 осуществляют функциональное преобразование sin (0—90°) с дискретностью 10′54″, 0052 — 1—8*р*, 0051 — 9—12*р*. В составе БИС имеется набор прошивок 0068—0071, обеспечивающий преобразование sin (0—45—90°) с дискретностью 5′27″, 0068 — 1—8*р*, 0069 — 9—16*р* для диапазона (0—45°), а 0070 — 1—8*р*, 0071 — 9—16*р* для диапазона (45—90°). Для ФЦПУ с разрешающей способностью не более 10 двоичных разрядов в качестве *ПЗУ2* и *ПЗУ3* может быть использована БИС К505РЕ30078, в которой реализована прошивка sin (0÷90°) с дискретностью 21′48″.

БИС К505РЕ3 используются и в устройстве преобразования кода tg β (где β — угол, принадлежащий отрезку [0—45°]) в код параметра β.

Одна из прошивок 0053 применяется для преобразования 9-разрядного входного двоичного кода tg β в 8-разрядный код β, а три других 0054—0056 позволяют из 10-разрядного кода tg β получить 10-разрядный двоичный код угла β.

Код с выхода *АЦП* поступает на вход *ПЗУ1*, в которое записаны табличные значения функции arctg при изменении входного кода от нуля до максимального значения, например БИС К505РЕ3 0054—0056. На выходе *ПЗУ1* имеется код $N_{14} = \text{arctg}\, N_6$, т. е. код угла β. На этом заканчивается первый этап преобразования. Последующее функциональное преобразование осуществляется по каждой составляющей параллельно, что позволяет эффективно использовать суммарный объем памяти *ПЗУ* (рис. 18.8). Код с выхода *ПЗУ1* поступает на вход *ПЗУ2* и на первый вход блока элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ непосредственно и через *Инв2* на вход *ПЗУ3*. На второй вход блока ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ поступает сигнал U_5^3 с выхода элемента *4* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (рис. 18.7). На выходе блока ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (18.8) формируются младшие разряды кода угла θ, т. е. $N_{18} = N_{14} + U_5^3$. В *ПЗУ2* и *ПЗУ3* записываются табличные значения функции sin от 0 до $\sqrt{2}/2$ и от $\sqrt{2}/2$ до 1 при изменении входного кода от нуля до максимального значения. При этом на выходе *ПЗУ2* имеется код $N_{15} = \sin N_{14}$, на выходе *ПЗУ3* — код $N_{16} = \cos N_{14}$. Выход *ПЗУ2* подключен ко вторым входам блоков *1* и *2* элементов 2И — ИЛИ, а выход *ПЗУ3* — к первым входам этих блоков. Выход компаратора U_4^3 через *БИ1* подключен к первым входам блоков *1* и *2* 2И — ИЛИ, а выход *БИ1* через инвертор *Инв3* подключен к другим входам блоков *1* и *2* 2И — ИЛИ. На их выходах фиксируются коды

$$N_{19} = N_{15}U_{21} \vee N_{16}U_{22};\;\; N_{20} = N_{15}U_{22} \vee N_{16}U_{21}.$$

Выходы блоков *1* и *2* 2И — ИЛИ и блока элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ подключены к первым входам регистров *RG1*—*RG3* соответственно (рис. 18.5). Вторые входы этих регистров подключены ко второму выходу блока управления. Третьи входы регистров подключены к выходу U_5^1 элемента *1* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, третий вход *RG2* регистра — к выходу U_5^4 *2* элемента

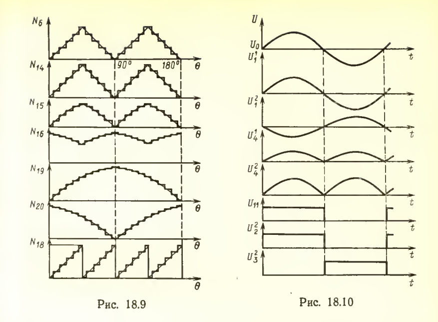


Рис. 18.9

Рис. 18.10

ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, а четвертый и пятый входы регистра *RG3* — соответственно к выходам элементов *3* и *4* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (рис. 18.7).

Преобразователь работает следующим образом. (На рис. 18.9 и 18.10 представлены диаграммы, поясняющие его работу.)

Выходные сигналы *СКДУ* сравниваются в *БПЗ1* и *БПЗ2* с нулевым уровнем напряжения, в результате чего на их вторых выходах формируются логические сигналы, соответствующие знакам фаз полупериодных значений синусного и косинусного напряжений. Единичное значение этих сигналов определяет прямую, а нулевое значение — инверсную передачу напряжений на первые входы этих блоков, т. е. значения напряжений на этих выходах равны модулям синусного и косинусного напряжений соответственно: $U_2^2 = |U_0 \sin\theta|$ и $U_3^2 = |U_0 \cos\theta|$. Эти напряжения сравниваются на компараторе, в результате чего на его выходе формируется логический сигнал, принимающий нулевое значение в 1, 4, 5-м и 8-м октантах и единичное значение во 2, 3, 6-м и 7-м октантах. Сигнал с выхода компаратора *К* (рис. 18.6) управляет *Кл1* и *Кл2*, и на их выходы проходят соответственно синусное $|U_0 \sin\beta|$ и косинусное $|U_0 \cos\beta|$ напряжения, пропорциональные углу поворота θ, приведенному в первый октант. Эти напряжения поступают на высокоомные входы *УО1* и *УО2*, которые имеют близкое к нулю выходное сопротивление и исключают влияние конечного значения сопротивления *Кл1* и *Кл2* в замкнутом состоянии на точность аналого-цифрового преобразования. Таким образом, на измерительный и эталонный входы *АЦП* поступают синусное и косинусное напряжения, пропорциональные углу β.

Синхронизирующий сигнал с выхода *БС* обеспечивает запуск блока управления на каждом полупериоде напряжения U_0. Через интервал времени, необходимый для нарастания синусного и косинусного напряжений, на первом выходе блока управления формируется последовательность импульсов, обеспечивающая

режим поразрядного уравновешивания *АЦП*, в результате чего на его выходе устанавливается код отношения напряжений на измерительном и эталонном входах, т. е. код $\operatorname{tg}\beta$. На выходах элементов *1—4* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ формируются знаки функций $\sin\theta$ и $\cos\theta$ и три старших разряда кода угла θ согласно (18.5).

Код с выхода *АЦП* поступает на вход *ПЗУ1*, на выходе которого формируется код угла β. Этот код поступает на вход блока элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, другой вход которого управляется третьим разрядом кода угла. При этом на выход этого блока в нечетных октантах ($3p=0$) проходит прямой код, дополняющий угол β до 45°, т. е. (45°—β); код угла с выхода этого блока совместно с кодом октантов дает код угла θ.

Выходной сигнал компаратора через *БИ1* и *Инв3* управляет работой блоков *1* и *2* 2И — ИЛИ таким образом, что в 1, 4, 5-м и 8-м октантах на выход первого блока 2И — ИЛИ проходит код с выхода *ПЗУ2*, а на выход второго блока 2И — ИЛИ — код с выхода *ПЗУ3*, т. е. $N_{19}=|\sin\beta|$, $N_{20}=|\cos\beta|$. Во 2, 3, 6-м и 7-м октантах на выход первого блока 2И — ИЛИ проходит код с выхода *ПЗУ3*, а на выход второго блока 2И — ИЛИ — код с выхода *ПЗУ2*, т. е. $N_{19}=|\cos\beta|$, $N_{20}=|\sin\beta|$. Таким образом, на выходе первого блока 2И — ИЛИ формируется код $|\sin\theta|$, а на выходе второго блока 2И — ИЛИ — код $|\cos\theta|$. С целью снижения потребляемой мощности в этом варианте *ЦПУ* возможно использование импульсной запитки *ПЗУ* [54].

Коды модулей и знаки функций $\sin\theta$, $\cos\theta$, а также код угла записываются в регистре *RG1—RG3* (рис. 18.5) по фронту импульса со второго выхода *БУ*. Они формируются после окончания режима поразрядного уравновешивания через интервал времени, необходимый для считывания информации из *ПЗУ1—ПЗУ3*. Таким образом, на выходах регистров *RG1—RG3* имеются коды N_s, N_c и N_θ функций $\sin\theta$, $\cos\theta$ и угла θ, соответствующие Φ_s, Φ_c и Φ_θ.

Необходимость расширения функциональных возможностей преобразователя за счет получения кода угла вполне обоснована при использовании подобных устройств в измерительных и следящих системах, в робототехнике, где необходимо иметь информацию об угловом положении объекта.

Статическая погрешность преобразования этого устройства обусловлена в основном инструментальной погрешностью АЦП и по сравнению с построением, представленным на рис. 17.6, снижается в 2 раза при вероятностной методике ее оценки, что подтверждается следующим расчетом.

Обозначим через σ_1 среднеквадратическую ошибку (СКО) ЦАП; σ_2 — СКО АЦП. Тогда суммарная ошибка СКО ЦПУ (см. рис. 17.6) определится как $\sigma_{\Sigma 1}=\sqrt{2\sigma_1^2+2\sigma_2^2}$, а суммарная СКО рассматриваемого ЦПУ $\sigma_{\Sigma 2}=\sigma_2$. Так как $\sigma_1\approx\sigma_2=\sigma$, то $\sigma_{\Sigma 1}=2\sigma$, $\sigma_{\Sigma 2}=\sigma$, т. е. $\sigma_{\Sigma 1}=2\sigma_{\Sigma 2}$.

Поскольку преобразователь (рис. 18.5) включается дважды за период изменения напряжения питания U_0, быстродействие его по сравнению с ЦПУ на рис. 17.6 при одинаковой частоте U_0 повышается в 2 раза, что позволяет снизить динамическую ошибку преобразования.

Быстродействие такого ЦПУ определяется каналом преобразования угла, скорость получения цифрового эквивалента которого может быть повышена за счет параллельной обработки [а. с. 798945 (СССР)].

18.4. СОВМЕЩЕННЫЙ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ЦПУ

Рассматриваемый вариант ФЦПУ представляет развитие известного построения [54] циклического ЦПУ поразрядного уравновешивания и предусматривает расширение его функциональных возможностей с одновременным повышением точности и быстродействия. Его применение возможно в том случае, когда первичный преобразователь допускает питание прямоугольным или трапецеидальным напряжением. Расширение функциональных возможностей достигается за счет совместного формирования отсчетной частью цифровых эквивалентов угла и его проекций.

Функциональная схема совмещенного *ФЦПУ* представлена на рис. 18.11. В качестве первичного датчика используется синусно-косинусный датчик угла *СКДУ*, содержащий *СКВТ*, коммутаторы *КР1* и *КР2*, выпрямители *В1* и *В2*. Отсчетная часть ФЦПУ содержит компараторы *К1—К4*, инвертор *Инв1* и блок инверторов *Инв2*, *ПЗУ1* и *ПЗУ2*, элементы *1—4* и блок *5* элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, генератор импульсов *G*, делитель частоты *ДЧ*, одновибратор *ОВ*, регистр последовательных приближений *РПП*, блоки *1* и *2* элементов 2И—ИЛИ, регистры *RG1—RG3*, *ЦАП1* и *ЦАП2*.

Питание *СКВТ* производится прямоугольными импульсами от *G* через *ДЧ*, *КР1* и *КР2*, которые обеспечивают изменение направления тока в обмотке возбуждения *СКВТ*, подключенной к источнику постоянного напряжения *U* (рис. 18.12). Во вторичных обмотках *СКВТ* наводятся напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота θ:

$$U_s = Uf(U_0)\,(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2})\sin\theta;$$

$$U_c = Uf(U_0)\,(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2})\cos\theta,$$

где τ_1, τ_2 — постоянные времени, определяемые параметрами *СКВТ* и его нагрузки. Если период изменения T напряжения U_0 выбрать таким, что выполняется условие $\tau_2 \ll T/2 \ll \tau_1$, то выражения для напряжения U_s и U_c на интервале времени $\Delta t = T/2 - t_y$, где $t_y \approx 3\tau_2$, можно представить в виде

$$U_s = Uf(U_0)\sin\theta,\ f(U_0) = 1,\ \text{если}\ U_0 = 1;$$

$$U_c = Uf(U_0)\cos\theta,\ f(U_0) = -1,\ \text{если}\ U_0 = 0.$$

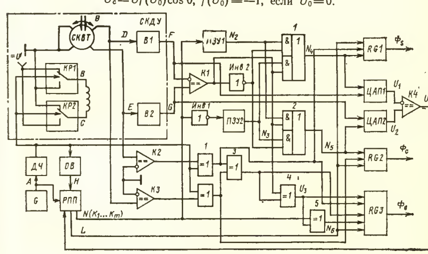


Рис. 18.11

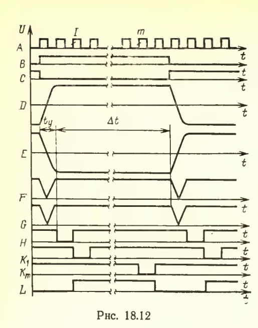


Рис. 18.12

Цепи, устраняющие выбросы напряжения на *КР1*, *КР2* при отключении обмотки возбуждения *СКВТ*, не показаны в связи с тем, что они не оказывают принципиального влияния на работу ФЦПУ. По аналогичной причине не приведены схемные особенности управления *КР1*, *КР2*, устраняющие известными методами возможность возникновения сквозных токов из-за разброса времени включения *КР1*, *КР2*.

Выходные сигналы *СКВТ* U_s и U_c подключены к входам выпрямителей *В1* и *В2*, осуществляющих двухполупериодное выпрямление этих сигналов, в результате чего на их выходах формируются модули синусного и косинусного напряжений $U_{sм}=U|\sin\theta|=U\sin\gamma$; $U_{cм}=U|\cos\theta|=U\cos\gamma$, где γ — угол θ, приведенный в квадрант, $\gamma=\theta-\pi/2(K-1)$ в нечетных квадрантах и $\gamma=\pi/2K-\theta$ в четных (K — номер квадранта). Напряжения $U_{sм}$ и $U_{cм}$ сравниваются на *К1*, на выходе которого формируется логический сигнал, принимающий нулевое значение в 1, 4, 5-м и 8-м октантах и единичное значение во 2, 3, 6-м и 7-м октантах. На выходах элементов *1—4* ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ формируются три старших разряда кода угла Φ и знаки функций $\sin\Phi$ и $\cos\Phi$.

Выходной сигнал *К1* однозначно определяет вид функции на выходах блоков *1* и *2* элементов 2И—ИЛИ в зависимости от номера октанта. В 1, 4, 5-м и 8-м октантах на выход блока *1* проходит код с выхода *ПЗУ1*, а на выход блока *2* — код с выхода *ПЗУ2*, и наоборот, во 2, 3, 6-м и 7-м октантах на выход блока *1* проходит код с выхода *ПЗУ2*, а на выход блока *2* — код с выхода *ПЗУ1*, т. е.

$\Phi_1=\sin\Phi_3$; $\Phi_2=\cos\Phi_3$ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;

$\Phi_1=\cos\Phi_3$; $\Phi_2=\sin\Phi_3$ во 2, 3, 6-м и 7-м октантах.

В *ПЗУ1* и *ПЗУ2* записаны табличные значения функции sin соответственно от 0 до $\sqrt{2}/2$ и от $\sqrt{2}/2$ до 1 при изменении входного кода от нулевого до максимального значения (см. рис. 18.9).

На выходах *ЦАП1* и *ЦАП2* формируются аналоговые сигналы, равные произведению сигналов на их цифровых и аналоговых входах:

$U_1=\cos\gamma\sin\Phi_3$; $U_2=\sin\gamma\cos\Phi_3$ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;

$U_1=\cos\gamma\cos\Phi_3$; $U_2=\sin\gamma\sin\Phi_3$ во 2, 3, 6-м и 7-м октантах.

На выходе *К4* формируется сигнал, пропорциональный их разности:

$$U_4 = \sin\gamma\cos\Phi_3 - \cos\gamma\sin\Phi_3$$ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах;

$$U_4 = \sin\gamma\sin\Phi_3 - \cos\gamma\cos\Phi_3$$ во 2, 3, 6-м и 7-м октаитах.

Полученное рассогласование сводится к иулю по методу поразрядиого уравновешивания в *РПП*, который запускается на каждом полупериоде сигнала U_0. Поразрядное уравновешиваиие осуществляется иа интервале, где выходные сигиалы *СКВТ* остаются иеизменными во времени. Каждый цикл преобразования состоит из m разрядных тактов. По окончании последнего такта на циклическом выходе *РПП* формируется нулевой логический уровень. При этом код иа выходе *РПП* эквивалентен γ в 1, 4, 5-м и 8-м октантах и $\pi/2$ — во 2, 3, 6-м и 7-м октантах. Можио записать, что $\theta=\pi/4(n-1)+\Phi_3$ в нечетиых октантах и $\theta=\pi/4(n-1)+\overline{\Phi}_3$ в четиых октаитах, где $\overline{\Phi}_3=\pi/4-\Phi_3$ — инверсное значение выходного кода *РПП*. Код с выхода *РПП* поступает на блок *1* элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, другой вход которого управляется третьим разрядом из кода октантов *КО*.

На выход этого блока в нечетиых октантах проходит прямой код Φ_3, а в четных — инверсиый код Φ_3. Совместно с *КО* эти коды формируют цифровой эквивалент Φ_θ угла θ в диапазоне 0—2π. На выходах блоков *1* и *2* злементов 2И—ИЛИ формируются коды $|\sin\theta|=\Phi_4$ и $|\cos\theta|=\Phi_5$, которые совместно со знаками функций и цифровым эквнвалентом Φ_θ записываются в *RG1—RG3* по отрицательному фроиту импульса с циклического выхода *РПП*. Таким образом, иа выходах *RG1—RG3* имеются цифровые эквиваленты аргумента Φ_θ и его синусной Φ_s и косинусной Φ_c функций.

Поскольку такой *ФЦПУ* включается иа каждом полупериоде измененция напряжения питаиия *СКВТ*, быстродействие его по сравиеиию с [54] при одинаковой частоте напряжения питания повышается в 2 раза, что позволяет снизить динамическую ошибку преобразователя. Кроме того, за счет параллельного формирования *КО* трех старших разрядов кода достигается дополнительное сокращение длительности цикла преобразования преобразователя. Это позволяет при прочих равных условиях повысить частоту питания *СКВТ* и, таким образом, дополнительио уменьшить динамическую погрешность.

Статическая погрешиость ФЦПУ обусловлеиа в основном погрешностью двух ЦАП и двух выпрямителей и по сравнению с [54] сиижается не мeиее чем в 1,5 раза при минимаксиой методике ее оценки, что подтверждается следующим расчетом.

Обозначнм через Δ_1 суммарную максимальную ошибку ЦАП и выпрямнтеля блока перемены знака, Δ_2 — максимальную ошибку устройства выборки — хранения [54]. Тогда суммарная ошибка ЦПУ по [54] определится как $\Delta_{\Sigma1}=2\Delta_1+2\Delta_2$, а суммарная ошибка ФЦПУ — как $\Delta_{\Sigma2}=2\Delta_1$. Следовательно, $\Delta_{\Sigma1}/\Delta_{\Sigma2}=1+\Delta_2/\Delta_1$. Положим $\Delta_1\approx0{,}17\%$, $\Delta_2\approx0{,}1\%$ [55]. Тогда $\Delta_{\Sigma1}\approx1{,}5\Delta_{\Sigma2}$. Реальный выигрыш по точности оказывается несколько меиьшим из-за дополнительной погрешности ФЦПУ, вызванной прямоугольной запиткой СКВТ.

Выполняется ФЦПУ на ИМС повышеиной и средней степеней иитеграции: К572ПА1 (ЦАП), К505РЕ3 (ПЗУ), К564ИР9 (*RG*), К564ИР13 (РПП), К590КН4 (КР), К521СА3 (К), К564ЛС2 (2И—ИЛИ).

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ
ДВУХОТСЧЕТНЫЕ СЛЕДЯЩИЕ ЦПП

19.1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С СИНУСНО-КОСИНУСНЫМ ФЦАП

Следящие цифровые преобразователи угла (СЦДУ), как уже указывалось, представляют один из основных типов преобразователей угол — параметр — код, использующих в качестве промежуточного параметра напряжения с первичного преобразователя СКВТ [3, 39]. Термин «следящий», как известно, характеризует построение отсчетной части преобразователя, выполненной в виде электронной замкнутой системы. Преимущества СЦПУ, например, такие как малые динамические погрешности при преобразовании быстро мняющихся углов, хорошее подавление квадратурных помех, монотонность характеристик, делают их незаменимыми в одноотсчетных системах, где они обеспечивают точность на уровне 10—12 бит.

Возможность формирования сигнала скорости $\dot{\theta}$ и ускорения $\ddot{\theta}$ на одной отсчетной части с цифровым эквивалентом угла существенно расширяет области применения этих ЦПП. Дальнейшее повышение их информационных емкости и способности достигается в двухотсчетной системе с механической или электрической редукцией. С точки зрения простоты реализации особый интерес представляет построение двухотсчетного СЦПУ [3], предусматривающее совмещение интегрирующего тракта отсчетной части ЦПП. Оно позволяет устранить и недостатки, присущие двухотсчетным ПФК в части квадратурной запитки и быстродействия (см. § 7.2.4).

Функциональная схема СЦПУ представлена на рис. 19.1.

Выходные сигналы датчика *ТО*, в качестве которого может быть использован сельсин или СКВТ, поступают на входы селектора квадрантов *СК1*, синусный и косинусный выходы которого подключены к косинусному и синусному функциональным генераторам *КФГ1* и *СФГ1*, цифровые входы которых подключены к младшим разрядам реверсивного счетчика, кроме двух старших разря-

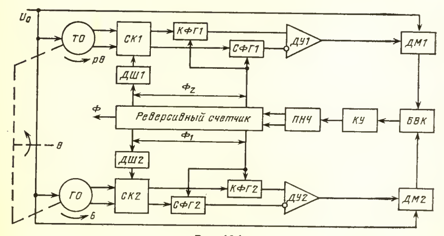


Рис. 19.1

дов кода Φ_2, которые через дешифратор *ДШ1* управляют *СК1*. Выходы функциональных генераторов *ТО* подключены ко входам дифференциального усилителя *ДУ1*. Выход *ДУ1* соединен с первым входом демодулятора *ДМ1*, второй вход которого соединен с источником опорного напряжения U_0. Выход *ДМ1* подключен к первому входу блока выбора каналов *БВК*, выход которого соединен со входом корректирующего устройства *КУ*. Выход *КУ* управляет *ПНЧ*, а его выходы подключены к соответствующим входам реверсивного счетчика (РС). Два старших разряда этого счетчика управляют через дешифратор *ДШ2* работой *СК2*, на входы которого поступают сигналы с выхода датчика *ГО*. Выходы *СК2* подключены к *СФГ2* и *КФГ2*, цифровые входы которых подключены к старшим разрядам Φ_1 реверсивного счетчика. Выходы *СФГ2* и *КФГ2* подключены ко входам *ДУ2*, выход которого соединен с первым входом *ДМ2*. Второй его вход соединен с источником опорного напряжения U_0, а выход подключен ко второму входу *БВК*. Выходы реверсивного счетчика являются выходом преобразователя *Ф*.

Аналоговый сигнал рассогласования в каждом канале получается, как в обычном следящем преобразователе (см. рис. 14.1), и равен

$$U_0 \sin \omega t \; (\sin \theta \cos \Phi_1 - \cos \theta \sin \Phi_1) = U_0 \sin \omega t \sin (\theta - \Phi_1) \quad \text{для} \quad ГО;$$

$$U_0 \sin \omega t \; (\sin p\theta \cos \Phi_2 - \cos p\theta \sin \Phi_2) = U_0 \sin \omega t \sin (p\theta - \Phi_2) \quad \text{для} \quad ТО.$$

Сигнал рассогласования каждого из каналов обрабатывается *ДМ*, которые выделяют постоянную составляющую соответствующего напряжения с учетом фазы опорного напряжения U_0. С выходов *ДМ* сигналы рассогласования поступают на *БВК*, который при больших значениях рассогласования пропускает на выход сигнал рассогласования *ГО*. Этот сигнал поступает на вход *КУ*, выходной сигнал которого управляет *ПНЧ* и соответственно *РС*.

Отработка рассогласования продолжается до тех пор, пока сигнал ошибки *ГО* не станет меньше, чем эквивалентный для точного канала разбаланс $\pm 90°$. В этом случае *БВК* подключает к *КУ* сигнал рассогласования канала *ТО*. Отработка рассогласования продолжается в канале *ТО*, и при уменьшении рассогласования в нем до нуля в *РС* будет зафиксирован выходной код угла *Ф*, равный сумме кодов Φ_1 и Φ_2. Согласование разрядов *ТО* и *ГО* в преобразователе осуществляется автоматически, так как два младших разряда кода Φ_1 являются старшими разрядами кода Φ_2 и поступают на *ДШ1*. Сдвиг разрядов *ТО* относительно разрядов *ГО РС* определяется коэффициентом редукции между датчиками *ТО* и *ГО*. Коэффициент редукции определяет также уровень, при котором *БВК* осуществляет переключение каналов. Подобное построение позволяет получить высокую точность преобразования угла в код без увеличения основной точности каналов *ТО* и *ГО*. Однако такой преобразователь имеет ряд недостатков.

Использование *СФГ* и *КФГ* в каналах *ГО* и *ТО* усложняет схему преобразователя. Функциональные генераторы в каждом канале должны быть согласованы между собой по точности воспроизведения функций синуса и косинуса. В противном случае кроме методических погрешностей функциональных генераторов, например на основе резистивных или автотрансформаторных схем [3, 22, 81], появляются погрешности выявителей рассогласования каналов от несогласованности функциональных генераторов. Это приводит к дополнительным ошибкам преобразования угла в код.

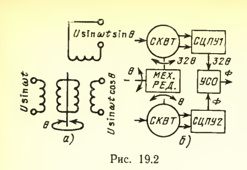


Рис. 19.2

Другим недостатком данного *ЦПП* является значительное время согласования отсчетов, поскольку при максимальном рассогласовании преобразователю необходимо отработать ошибку порядка 180°, прежде чем сработает *БВК* и она уменьшится до нуля. При ограниченной максимальной частоте *ПНЧ* это время может составлять сотни миллисекунд [39].

Недостатком преобразователя является также и возможность ошибочного срабатывания *БВК* при включении преобразователя и начальном рассогласовании, близком к 180°. В этом случае напряжения рассогласования каналов *ТО* и *ГО* при четном коэффициенте редукции между каналами имеют устойчивый нуль при рассогласовании 180°, что приводит к срабатыванию *БВК* и ошибочному согласованию отсчетов.

Эти недостатки в определенной степени устраняются в двухотсчетном ЦПУ с механической редукцией [81, 87]. Использованию систем с механической редукцией в значительной мере способствовало появление бесконтактных сельсинов и *СКВТ* (рис. 19.2,*а*), которые обеспечивают длительный срок службы при работе в канале точного отсчета на повышенной частоте вращения.

Отсчетная часть такого СЦПУ выполняется по схеме рис. 19.2,*б*, предусматривающей раздельное аналого-цифровое преобразование сигналов каждого отсчета с последующим их согласованием в цифровой форме устройством согласования отсчетов *УСО*. Это приводит к более чем двукратному увеличению аппаратуры электронной части двухотсчетного СЦПУ по сравнению с одноотсчетным [87]. Выигрыш же в точности не превосходит обычно 2—3 бит. Основным ограничением, препятствующим резкому повышению точности, является погрешность механической передачи. При высоком уровне технологии ее удается снизить до 1—3′ при приемлемых массогабаритных показателях, умеренном сроке службы и высоких трудоемкостях изготовления.

19.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ТАНГЕНСНЫМ ФЦАП

Совершенствование построения СЦПУ с целью минимизации аппаратурных затрат при возможности микроэлектронного исполнения может вестись на основе упрощения построения функциональных цифро-аналоговых преобразователей (ФЦАП) кода угла, выявителя рассогласования и отсчетной части. Использование в качестве ФЦАП интегральных ЦАП и ПЗУ, имеющих высокие точностные показатели, позволяет строить СЦПУ с требуемыми точностными характеристиками. В отличие от предусматривающих поквадрантный перевод цифрового эквивалента угла в синусно-косинусные функции рассматриваемый вариант реализует тангенсно-котангенсное преобразование цифровой информации в пределах октанта. Это позволяет упростить схему СЦПУ.

Функциональная схема двухотсчетного СЦПУ показана на рис. 19.3.

Построение предусматривает повышение точности и быстродействия СЦПУ в переходных режимах при одновременном его упрощении и расширении функ-

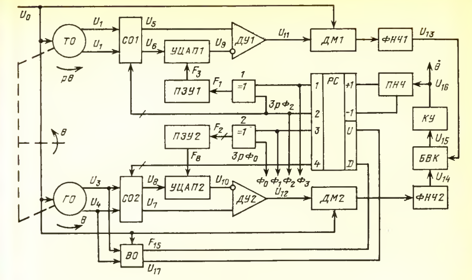


Рис. 19.3

циональных возможностей. Рассмотрим особенности построения основных устройств и особенности их взаимодействия в составе СЦПУ.

Селекторы октантов СО (рис. 19.4,*а*) предназначены для приведения выходных напряжений СКВТ ТО и ГО в первый октант. На вход *СО1* поступают выходные напряжения U_1^1 и U_1^2 СКВТ ТО, на вход *СО2* — выходные напряжения U_2^1 и U_2^2 СКВТ ГО, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота ротора соответствующего СКВТ. Операционные усилители *ОУ1* и *ОУ2* (рис. 19.4,*а*), во входной цепи которых включены резисторы *R1—R4*, а в цепи обратной связи — резисторы *R5* и *R6*, обеспечивают передачу прямых или инвертированных входных напряжений. Резисторы входной цепи и обратной связи выбираются равными для обеспечения единичных коэффициентов передачи *ОУ1*, *ОУ2* во всех режимах. Режим работы этих *ОУ* задается ключами *Кл1*, *Кл2*, которые управляются сигналами с выходов элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *1*, *2*. При замкнутых ключах *ОУ* инвертируют входные сигналы, при разомкнутых — повторяют. Ключи *Кл1*, *Кл2* замкнуты при управляющих сигналах, равных 1, и разомкнуты при управляющих сигналах, равных 0. Управляющие сигналы формируются из трех старших разрядов ГО или ТО для соответствующего СО (рис. 19.3). Переключение *Кл3—Кл6* обеспечивает на первых выходах *СО1* (*СО2*) изменение амплитуды напряжений U_5 (U_8) от 0 до 0,707U в нечетных октантах и от —0,707U до 0 в четных октантах. На вторых выходах *СО1* (*СО2*) амплитуда напряжений U_6 (U_7) изменяется от U до 0,707 в нечетных октантах и от —0,707U до —U в четных октантах. Этим осуществляется приведение напряжений U_5—U_8 к первому октанту.

Работа СО поясняется временными диаграммами на рис. 19.5, где показаны изменения напряжений U_1—U_8 СО в зависимости от входного угла θ для редукции между ТО и ГО $n_р$=4. Все напряжения условно показаны в виде огибающих, причем огибающая напряжения переменного тока считается поло-

Рис. 19.4

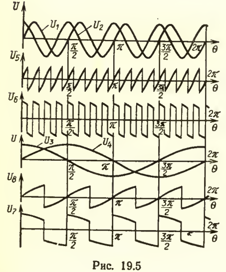


Рис. 19.5

жнтельиой, если она совпадает по фазе с опорным $U \sin \omega t$, и отрнцательной в противиом случае.

Выходные иапряжения U_6 и U_7 поступают иа аиалоговые входы *УЦАП1* н *УЦАП2* (рис. 19.3), где перемножаются со значеннямн кодов F_3 н F_4 с выходов *ПЗУ1*, *ПЗУ2*. На адресные входы *ПЗУ1* и *ПЗУ2* поступают коды F_1, F_2 с выходов блоков элемеитов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Зиачения этнх кодов определяются *3р* кодов Φ_2 и Φ_0, представляющнх трн старших разряда соответствеиио ТО и ГО.

Характер пооктаитиого изменения напряжеинй U_5 н U_8 приведеи в табл. 19.1, где дополннтельно обо-

Таблица 19.1

n	U_5	U_6	U_7	U_8	F_1	F_2	F_3	F_4	Φ_0, Φ_2		
									$1p$	$2p$	$3p$
1	$-U\sin p\theta$	$U\cos p\theta$	$U\sin\theta$	$U\cos\theta$	$p\Phi_3$	Φ_1	$\mathrm{tg}\,p\Phi_3$	$\mathrm{tg}\,\Phi_1$	0	0	0
2	$-U\cos p\theta$	$-U\sin p\theta$	$-U\cos\theta$	$-U\sin\theta$	$p\Phi_4$	Φ_5	$\mathrm{tg}\,p\Phi_4$	$\mathrm{tg}\,\Phi_5$	0	0	1
3		$U\sin p\theta$		$U\sin\theta$	$p\Phi_3$	Φ_1	$\mathrm{tg}\,p\Phi_3$	$\mathrm{tg}\,\Phi_1$	0	1	0
4	$-U\sin p\theta$	$U\cos p\theta$	$-U\sin\theta$	$U\cos\theta$	$p\Phi_4$	Φ_5	$\mathrm{tg}\,p\Phi_4$	$\mathrm{tg}\,\Phi_5$	0	1	1
5		$-U\cos p\theta$		$-U\cos\theta$	$p\Phi_3$	Φ_1	$\mathrm{tg}\,p\Phi_3$	$\mathrm{tg}\,\Phi_1$	1	0	0
6	$U\cos p\theta$	$U\sin p\theta$	$U\cos\theta$	$U\sin\theta$	$p\Phi_4$	Φ_5	$\mathrm{tg}\,p\Phi_4$	$\mathrm{tg}\,\Phi_5$	1	0	1
7		$-U\sin p\theta$		$-U\sin\theta$	$p\Phi_3$	Φ_1	$\mathrm{tg}\,p\Phi_3$	$\mathrm{tg}\,\Phi_1$	1	1	0
8	$U\sin p\theta$	$-U\cos p\theta$	$U\sin\theta$	$-U\cos\theta$	$p\Phi_4$	Φ_5	$\mathrm{tg}\,p\Phi_4$	$\mathrm{tg}\,\Phi_5$	1	1	1

значено

$$p\Phi_4=\pi/4-p\Phi_3 \text{ и } \Phi_5=\pi/4-\Phi_1.$$

Так как выявители рассогласования ТО и ГО работают с приведенными в первый октант соответствующего отсчета входными напряжениями, то значения полных углов, выраженные через приведенные, равны

$$p\theta=\theta_{\text{пр}}^{\text{т.о}}+(n_{\text{т.о}}-1)\pi/4;\ \Phi_{\text{т.о}}=p\Phi_3+(n_{\text{т.о}}-1)\pi/4=p(\Phi_2+\Phi_3); \quad (19.1)$$

$$\theta=\theta_{\text{пр}}^{\text{г.о}}+(n_{\text{г.о}}-1)\pi/4;\ \Phi_{\text{г.о}}=\Phi_1+(n_{\text{г.о}}-1)\pi/4=\Phi_0+\Phi_1, \quad (19.2)$$

где $\theta_{\text{пр}}^{\text{т.о}}$ и $\theta_{\text{пр}}^{\text{г.о}}$ — приведенный угол поворота ротора СКВТ ТО и ГО; n — номер октанта этого угла в отсчете, $n=1\div8$.

Значение кода угла на выходе каждого отсчета равно коду октантов и коду угла соответствующего отсчета. При этом согласование отсчетов в преобразователе осуществляется автоматически, так как три младших разряда кода Φ_1 ГО являются кодом октантов Φ_2 ТО. Значение кода угла Φ на выходе преобразователя складывается из кода угла ТО Φ_3, кода октантов ТО Φ_2, кода угла ГО Φ_1 без трех младших разрядов, являющихся кодом октантов ТО Φ_2, и кода октантов ГО Φ_0. Значение выходного кода угла Φ на выходе реверсивного счетчика равно

$$\Phi=\Phi_0+\Phi_1-(n_{\text{т.о}}-1)\frac{\pi}{4p}+\Phi_2+\Phi_3=(n-1)\frac{\pi}{4}+\Phi_1+\Phi_3.$$

Выходные напряжения СКВТ ГО U_3 и U_4 поступают на вход выявителя октантов (рис. 19.4,*б*), формирующего код октантов ГО непосредственно из выходных напряжений СКВТ ГО. Из опорного напряжения U_0 компаратором *К1* на *ОУ1* формируется сигнал записи в регистр *RG*. Запись осуществляется фронтом импульсов опорного напряжения, смещенных схемой задержки τ_1 в область малой крутизны положительной полуволны опорного напряжения U_0. Компараторы *К5* и *К6* формируют сигналы, равные нулю при совпадении фазы сигнальных U_3, U_4 и опорного U_0 напряжений и равные единице при

несовпадении фаз. Этим сигналы перезаписываются в *RG* и с его выхода управляют работой *Кл1* и *Кл2*. Усилители *ОУ2* и *ОУ3* формируют на входе компаратора *К4* совпадающие по фазе напряжения. Он сравнивает эти напряжения по амплитуде, результат сравнения запоминается в *RG*.

Из выходных сигналов *RG* формируются три разряда кода октанта F_5 с помощью элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ *D4*, *D5*. Импульс записи U_{17} для *PC* (рис. 19.3) формируется с задержкой τ_2 формирователем D_3.

Напряжения рассогласования в канале ТО и ГО формируются с помощью *ДУ1* ТО и *ДУ2* ГО, на прямые входы которых поступают приведенные в первый октант напряжения U_5, U_8 с выходов *СО1* и *СО2*, а на инверсные — выходные напряжения *УЦАП1* и *УЦАП2* U_9 и U_{10} (см. рис. 19.3). Напряжение рассогласования канала ТО

$$U_{11}=U_5-U_6F_3. \qquad (19.3)$$

Подставляя в (19.3) значения напряжений U_5, U_6 и кода F_3 из табл. 19.1, с учетом (19.1) получаем для первого октанта ТО напряжение рассогласования

$$U_{11}=U\sin p\theta-U\cos p\theta \operatorname{tg} p\Phi_3=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{то}}-p\Phi_3)/\cos p\Phi_3. \qquad (19.4)$$

Соответственно для второго октанта ТО

$$U_{11}=U\cos p\theta+U\cos p\theta \operatorname{tg} p\Phi_3=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{то}}-p\Phi_3)\Big/\sin\left(\Phi_3+\frac{\pi}{4}\right). \qquad (19.5)$$

Аналогично для остальных нечетных октантов ТО

$$U_{11}=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{то}}-p\Phi_3)/\cos p\Phi_3, \qquad (19.6)$$

для остальных четных октантов ТО

$$U_{11}=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{то}}-p\Phi_3)\Big/\sin\left(p\Phi_3+\frac{\pi}{4}\right). \qquad (19.7)$$

Напряжение рассогласования канала ГО

$$U_{12}=U_8-U_7F_4. \qquad (19.8)$$

Подставляя в (19.3) значения напряжений U_8, U_7 и кода F_4 из табл. 19.1, с учетом (19.2) получаем для первого октанта ГО напряжение рассогласования

$$U_{12}=U\sin\theta-U\cos\theta \operatorname{tg}\Phi_1=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{го}}-\Phi_1)/\cos\Phi_1. \qquad (19.9)$$

Соответственно для второго октанта ГО

$$U_{12}=-U\cos\theta+U\sin\theta \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4}-\Phi_1\right)=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{го}}-\Phi_1)\Big/\sin\left(\Phi_1+\frac{\pi}{4}\right). \qquad (19.10)$$

Аналогично для остальных нечетных октантов ГО

$$U_{12}=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{го}}-\Phi_1)/\cos\Phi_1, \qquad (19.11)$$

для остальных четных октантов ГО

$$U_{12}=U\sin(\theta_{\text{пр}}^{\text{г.о}}-\Phi_1)/(\sin\Phi_1+\pi/4). \qquad (19.12)$$

Составляющая несущей частоты $\sin\omega t$ в выражениях (19.4)—(19.12) опущена.

Напряжения рассогласования U_{11} и U_{12} в канале ТО и ГО обрабатываются аналогично с помощью демодуляторов *ДМ1*, *ДМ2* и фильтров *ФНЧ1*, *ФНЧ2*. Демодуляторы могут быть выполнены в виде перемножителей аналогового сигнала рассогласования и опорного напряжения U_0. Знак сигнала рассогласования определяется совпадением фаз опорного напряжения U_0 и напряжений U_{11}, U_{12}. С выхода *ДМ1* и *ДМ2* напряжения рассогласования поступают на *ФНЧ*, имеющие передаточную функцию

$$W(s)=1/(T_1s+1).$$

Постоянная времени T_1 определяется частотой ω опорного напряжения и необходимой степенью подавления гармоник этой частоты в напряжениях рассогласования U_{11} и U_{12}. С выходов фильтров напряжения U_{13} и U_{14} поступают на *БВК*.

При включении преобразователя эквивалентов рассогласование в канале ГО не может быть больше, чем $\pm 45°$, за счет того, что код октантов ГО F_5 с *ВО* перезапишется в три старшие разряда *РС* импульсом записи U_{17}, сформированным из первой полуволны напряжения U_0. В *БВК* напряжение U_{14} сравнивается по уровню с опорным напряжением соответствующего знака, результат сравнения определяется уравнением

$$U_{15}=\begin{cases}U_{14}, & \text{если } |U_{14}|>|U_п|;\\ U_{13}, & \text{если } |U_{14}|\leqslant|U_п|.\end{cases}$$

Величина порогового напряжения $|U_п|=K_{г.о}(\pi/4p+\varphi_0)$, где $K_{г.о}$ — крутизна выявителя рассогласования ГО, В/рад, а φ_0 — остаточный угол смещения нулей СКВТ, рад. Если U_{14} превышает $|U_п|$, то оно проходит на выход *БВК* (см. рис. 19.3) и через корректирующее устройство $КУ_к$ *ПНЧ* управляет *РС*. Корректирующее устройство формирует необходимую частотную характеристику преобразователя. Передаточная функция *КУ*

$$W(s)=\frac{T_2s+1}{T_3s}.$$

Постоянные времени T_2, T_3 определяют частотную характеристику преобразователя и вид переходного процесса при его включении.

Выходное напряжение *КУ* поступает на *ПНЧ*, выходная частота которого определяется величиной U_{16}. Полярность U_{16} определяет, на какой вход — суммирования или вычитания *РС* — должны поступать импульсы с выхода *ПНЧ*. Напряжение U_{16} одновременно поступает на выход *ЦПП*, характеризуя скорость изменения Φ выходного кода угла. Поскольку в астатических системах, к которым относится этот *ЦПП*, скоростная ошибка равна нулю, $\dot{\Phi}$ одновременно характеризует и скорость изменения $\dot{\theta}$ входного угла.

Код угла Φ, накопленный в *РС*, является выходным кодом СЦПУ:

$$\Phi=\frac{K_п\cdot 2\pi}{2^R}\int_0^t U_{16}dt,$$

где $K_п$ — крутизна передаточной характеристики *ПНЧ* размерностью $1/B$: R — число разрядов *РС*, $R=N+M+3$;

$$U_{16}=\frac{2R}{2\pi K_п}\,\frac{d\Phi}{dt}=\frac{2^R}{2\pi K_п}\,\dot{\Phi}.$$

Напряжение U_{16}, характеризующее скорость $\dot{\Phi}$ изменения кода угла Φ или, что то же самое, угла θ, определяется числом разрядов *PC* и крутизной передаточной характеристики *ПНЧ*.

С выхода *ПНЧ* импульсы поступают на вход суммирования или вычитания *PC* в зависимости от полярности U_{16}. Код угла Φ начинает изменяться. Изменяются как значения младших разрядов Φ_3, Φ_2, так и старших Φ_1, Φ_0. Но так как отсчетная часть преобразователя замкнута через канал ГО, то только изменение кода Φ_1 приводит к изменению напряжения рассогласования U_{14}, причем если угол $\theta_{пр}^{г.о}$ превышает угол Φ_1, то *PC* суммирует импульсы с выхода *ПНЧ*, уменьшая напряжения рассогласования как U_{14}, так и U_{16}. Если угол $\theta_{пр}^{г.о}$ меньше угла Φ_1, то *PC* вычитает импульсы с выхода *ПНЧ*, также уменьшая как U_{14}, так и U_{16}.

Для начального рассогласования 45° время согласования отсчетов будет определяться числом разрядов Φ_0, Φ_1 канала ГО, частотой *ПНЧ* и составит $T_{45°} \approx \tau_m \cdot 2^{M-N}$, где $\tau_m = f_m^{-1}$ — период изменения младшего разряда *PC* при максимальной частоте *ПНЧ*. Так, например, для ИМС ПНЧ КР1108ПП1 $\tau_m = 2$ мкс [38].

Уменьшение напряжений рассогласования U_{14}, U_{16} в канале ГО продолжается до тех пор, пока напряжение рассогласования U_{14} ГО не станет меньше по абсолютной величине порогового напряжения $|U_п|$ в *БВК*, соответствующего эквивалентному рассогласованию 45° для канала ТО. В этот момент *БВК* переключает отсчетную часть преобразователя на канал ТО, подключая ко входу *КУ* напряжение рассогласования U_{13} ТО. Таким образом, введение *ВО* и перезапись кода октантов ГО F_5 в три старших разряда *PC* позволяет уменьшить время согласования отсчетов, исключить ложное срабатывание *БВК*, так как напряжение рассогласования U_{14} ГО имеет только один устойчивый нуль в точке согласования отсчетов при остаточном рассогласовании, эквивалентном 45° ТО.

Напряжение рассогласования ТО U_{11} поступает на *ДМ1*, где выпрямляется с учетом фазы опорного напряжения U_0. При совпадении фаз этих напряжений на выходе *ДМ1* — положительное напряжение, при несовпадении — отрицательное. Напряжение с выхода *ДМ1* поступает на *ФНЧ1*, который выделяет постоянную составляющую напряжения U_{11} и подавляет гармоники опорного напряжения. Полярность напряжения U_{13} определяет, отстает или опережает значение кода $p\Phi_3$ угол $\theta_{пр}^{т.о}$. С выхода фильтра напряжение U_{13} проходит на *БВК* и с его выхода через *КУ* на вход *ПНЧ*. С выхода *ПНЧ* импульсы поступают на вход суммирования или вычитания *PC* в зависимости от полярности U_{16}, соответствующей полярности напряжения рассогласования U_{13} ТО. Младшие разряды *RG* начинают изменяться, уменьшая напряжение рассогласования U_{11} ТО. Если угол $\theta_{пр}^{т.о}$ превышает угол $p\Phi_3$, то *PC* суммирует импульсы с выхода *ПНЧ*, уменьшая U_{11}. Если угол $\theta_{пр}^{т.о}$ меньше угла $\partial\Phi_3$, то *RG* вычитает импульсы с выхода *ПНЧ*, также уменьшая U_{11}. Напряжение рассогласования U_{11} уменьшается до тех пор, пока не станет равным нулю, в этом случае угол $\theta_{пр}^{т.о}$ будет равен углу $p\Phi_3$ и с учетом того, что $\theta_{пр}^{г.о}$ равен Φ_1, на выходе *PC* будет зафиксирован код угла Φ, эквивалентный углу θ поворота входного вала.

При изменении угла θ напряжение рассогласования U_{11} остается близким к нулю, так как отсчетная часть преобразователя, замкнутая через канал ТО, непрерывно отслеживает изменение входного угла θ. В *PC* при этом изме-

няются как младшие Φ_3, Φ_2, так и старшие Φ_1, Φ_0 разряды кода угла. Напряжение рассогласования U_{14} канала ГО остается прн этом меньшим $|U_п|$ за счет непрерывного изменения старших разрядов кода угла Φ_1, Φ_0 ГО. С *ВО* в *РС* происходит перезапись с частотой опорного напряжения кода октантов F_5 ГО. Это гарантирует, что при случайных сбоях нли резком изменении угла θ напряжение рассогласования U_{14} в канале ГО не превысит величины, эквивалентной 45° ГО. Прн переключенин отсчетной части на канал ГО преобразователь сможет быстро отследнть входной угол θ. При нормальной работе ЦПУ код октантов F_5 ГО, перезаписываемый в три старшнх разряда *РС*, не изменяет его состояния и не приводит к изменению напряжения рассогласования U_{14} ГО.

Напряжение U_{16} с выхода *КУ* пропорционально скорости изменення угла в масштабе, определяемом разрядностью *СЦПУ* и крутнзной передаточной характеристнкн *ПНЧ*. Полярность этого напряжения определяет знак скорости.

Преимущества такого построения двухотсчетного варианта СЦПУ (рис. 19.3) по сравненню с вариантом, представленным на рис. 19.1, состоят в повышеннн точностных показателей, быстродействнн и функцнональных возможностях.

Повышение точности при одновременном упрощении преобразователя получено за счет исключения согласованных функциональных генераторов — сннусного и косинусного в каждом канале и применення одного функцнонального генератора — тангенсного для каждого канала. Достигается повышение быстродействия преобразователя в переходных режимах за счет введения ВО и перезаписи кода октантов ГО в РС.

Повышение функциональных возможностей ЦПП достигается за счет эффективного формировання аналогового снгнала скоростн изменення угла. Это расширяет область применення СЦПУ, позволяя с его помощью решать комплексную задачу измерення угла и скоростн его изменення, что весьма важно в безредукторных системах. За счет двухотсчетного преобразовання угла этот сигнал имеет высокую крутнзну и малые пульсации при низких частотах вращення СКВТ. Это не только повышает информативность канала скорости, но и облегчает его преобразованне в цнфровой эквнвалент с помощью БИС АЦП [68].

Существенным достоннством структуры построения рис. 19.3 является то, что получение высоких точностных показателей достигается без прнменення прецнзионных аналоговых элементов. СЦПУ реализуется на стандартных ИМС: ЦАП — БИС К572ПА1, ОУ серий 140, 153; компараторы — К521САЗ; ключи — К590КН4 или К143КТ1; ПНЧ — БИС К1108ПП1; ПЗУ — БИС К556РТ4 илн К556РТ5; элементы ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, ннверторы и РС — ИМС сернй К133, К533; одновибратор — ИМС К133АГ1.

В качестве первнчного датчика СЦПУ рекомендуется нспользовать СКВТ с электрнческой редукцией: ВТП — 4 ($n_р=4$), ВТ — 71 ($n_р=16$), СКВТ 6465 и ВТ — 100 ($n_р=32$), что обеспечивает преобразованне угловых перемещенй в коды с информацнонной способностью 16 бнт.

Заслуживает вннмания тот факт, что информационная емкость повышается с ростом коэффициента электрической редукцнн, а общая точность определяется погрешиостью СКВТ. Так, например, СКВТ с $n_р=64$ в сочетании с 16-разрядным вторичным преобразователем, имеющим погрешность 1′, обеспечнвает разрешающую способность 22 бнта н точность 0,5′. Иными словами, общая точ-

ность такого ЦПП близка к точности преобразователя с СКВТ, у которого n_p=
=32 [87].

Следует отметить, что высокие точностные показатели достигаются только при использовании первичного преобразователя с электрической редукцией. Несмотря на то, что применение механического редуктора с передаточным отношением 32 в сочетании с 14-разрядным преобразователем в точном отсчете позволяет повысить информационную емкость до 19 бит (разрешающая способность 2,5″), информационная способность на уровне 16 бит может быть достигнута только при идеальном редукторе, не имеющем погрешности и люфта [87].

На практике, однако, следует учитывать погрешность редуктора, в результате чего общая точность приблизится к 1′. Помимо снижения точности наличие механического редуктора между датчиками отсчетов ведет к удорожанию первичного преобразователя, повышению его массы и размеров. Немаловажным фактором является ограниченный срок службы редуктора и необходимость регулярного технического обслуживания, что удорожает эксплуатацию. Учитывая вышеизложенное, следует считать датчики с электрической редукцией наиболее эффективными первичными преобразователями для ЦПП с информационной способностью 15—16 бит.

19.3. ВЫСОКОТОЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В современных высокоточных системах управления и контроля необходимы ЦПП, имеющие информационную способность более 16 бит, т. е. их погрешность не должна превышать десяти секунд [17].

Для достижения столь высоких метрологических показателей в качестве первичного преобразователя в системах УПК используются либо высокоточные индукционные генераторные преобразователи, либо индуктосины. Первичные преобразователи обеих этих разновидностей являются многополюсными.

Инструментальная погрешность генераторных первичных преобразователей при n_p=128 составляет $\pm$1,5″, а при n_p=256 не превышает $\pm$1″. Вероятностная оценка угловой погрешности свидетельствует, что среднеквадратическое значение амплитуды погрешности соответственно составляет 0,55 и 0,36″. Наличие только одной гармонической погрешности с периодом 2π в этих первичных преобразователях позволяет сравнительно просто учитывать ее в процессе измерения и кодирования углов с использованием этих устройств [а. с. 501406 (СССР)].

К недостаткам таких первичных преобразователей следует отнести их низкие массогабаритные показатели, наличие механического модулятора с использованием тихоходного синхронного двигателя, сложность изготовления и сопряжения.

Одним из эффективных методов повышения точности двухотсчетных систем является использование разнополюсных датчиков с электрической редукцией [17, 87].

Следует отметить, что применение нониусного метода этой разновидности при использовании однополюсных датчиков, сопряженных с выходной осью через механический редуктор с передаточными отношениями, близкими друг к другу, например 20 и 21, 35 и 36, позволило реализовать преобразователи

[а. с. 278255 (СССР)] с инструментальной погрешностью, не превышающей $5 \cdot 10^{-5}$.

Использоваиие разнополюсных индуктосинов эффективно в ЦПП, где необходима точность выше 1′. Первичный преобразователь содержит два диска, выполненных из металла или стекловолокна. На поверхиости дисков наиесены изолированные печатные обмотки. Одии из дисков сопрягается с входным валом и является ротором. Второй диск иеподвижен, он является статором и располагается на расстоянии 0,2 мм от ротора.

Печатные проводники на роторе образуют два раздельных рисунка. Внешний состоит, например, из 256 шагов по окружности, а внутренний — из 255 шагов. Каждая из печатных обмоток ротора записывается от отдельного генератора с частотой 10 кГц при токе 0,3 А.

На статоре нанесены две группы печатиых обмоток. Каждая из иих выполиена с соответствующим шагом, например 256 и 255, и содержит две отдельные перемежающие обмотки: синусную и косинусную. Когда ротор поворачивается относительио статора на угол, эквивалентный одному шагу, то в статорных обмотках наводятся напряжеиия, идентичные иапряжениям СКВТ с $n_p=1$. Таким образом, по мере вращения ротора разнополюсного иидуктосина во внешней группе обмоток формируются сигналы, эквивалентные 256 оборотам обычиого СКВТ, а во внутренних — его 255 оборотам.

К основным достоинствам этого варианта двухотсчетного первичного преобразователя относятся, во-первых, наличие эффекта усреднения погрешности нанесения печатных обмоток, позволяющей реализовать в индуктосине высокую точность (5—10″); во-вторых, уменьшение влияния эксцентриситета ротора относительио статора. Отклонение может достигать 0,127 мм без заметного ухудшения точности. Такое значение допустимого эксцентриситета облегчает требования к конструкции, делая их менее жесткими, чем при изготовлении и установке статора относительно ротора в СКВТ; в-третьих, наличие только двух дисков, делающих устройство чрезвычайно надежным.

В случае кругового вращения первичного преобразователя иапряжение возбуждения может подаваться на ротор через кольцевой трансформатор (см. рис. 19.2,*а*), т. е. система остается бесконтактной.

Для получения цифрового эквивалента угла поворота ротора первичиого датчика его выходиые сигналы подаются во вторичный двухотсчетиый преобразователь, фуикциональная схема которого представлена на рис. 19.6.

Он содержит два одноканальных *СЦПУ1* и *СЦПУ2* для 256- и 255-полюсных выходов. В этом случае раздельиое преобразоваиие сигналов каиалов оправдаио в связи с использованием метода цифрового вычитания на выходе отсчетной части для определения абсолютного положения ротора индуктосина (ИНД).

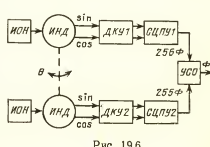


Рис. 19.6

Информациоиная емкость каждого СЦПУ ие должна превышать 12 бит. Эта величина гараитирует суммариую информациоииую емкость ЦПП 20 бит $(12+\log_2 256)$, т. е. 1,23″. Для сопряжения ИНД с СЦПУ используются двухканальные усилители (ДКУ) в интегральиом исполиении. Они должны

21*

размещаться в непосредственной близости от статора ИНД и предназначены для усиления его выходных милливольтовых сигналов до 2 В, т. е. до величины, достаточной для работы СЦПУ.

Низкое выходное сопротивление ДКУ позволяет устранить влияние СЦПУ на показатели индуктосина и обеспечивает возможность размещения отсчетной части на значительном расстоянии от первичного датчика. Существенным достоинством построения (рис. 19.6) является и то, что оно обеспечивает достаточную помехоустойчивость передачи угловой информации на вход СЦПУ, которые обладают высокой собственной помехозащищенностью.

Отметим, что к СЦПУ в такой системе предъявляются повышенные требования в отношении скорости слежения. Например, СЦПУ 12 бит фирмы AD [39] (модель IS20) способен отслеживать выходные сигналы обычного СКВТ, ротор которого вращается со скоростью 61 200 °/с. В ЦПП (рис. 19.6) он обеспечивает преобразование угла поворота ротора ИНД, вращающегося со скоростью в 256 раз меньшей, т. е. 280 °/с.

Для получения больших скоростей вращения с таким СЦПУ следует использовать индуктосин с меньшим числом пар полюсов, например 128 и 127. В этом случае максимальная скорость удвоится и составит 560 °/с. Несмотря на уменьшение разрешающей способности на один бит точность ЦПП изменится несущественно. Так, например, среднеквадратические ошибки ЦПП для индуктосинов 256/255 и 128/127 с учетом погрешности, вносимой ДКУ и СЦПУ, различаются примерно на 10%. Общая среднеквадратическая ошибка ЦПП не превышает 10,7″ при точности индуктосина 9,6″ [87].

Рассмотренная система может быть упрощена при использовании однодорожечного индуктосина в ЦПП накапливающего типа. Эффективно применение этого устройства в качестве первичного датчика импульсного цифрового тахометра (см. § 21.1). Несмотря на существенный выигрыш в стоимости такой ЦПП теряет основное достоинство абсолютных датчиков положения: в нем отсутствует восстановление информации после сбоев, вызванных пропаданием питания и воздействием помех. Следует отметить, что дальнейшее повышение точности ЦПП на основе разнополюсных датчиков может быть достигнуто за счет как совершенствования технологии их изготовления, так и использования алгоритмических методов автоматической цифровой коррекции с помощью ЭВМ. Если первый путь — улучшение конструкции, технологии и применяемых материалов — связан с большими затратами, то второй требует только тщательного исследования свойств первичного преобразователя и составления алгоритма коррекции для ЭВМ. Второй путь, на наш взгляд, является более перспективным.

Успешному решению задачи способствуют результаты исследований, которые показали, что при использовании системы разнополюсных датчиков возможно существенное снижение погрешности измерений по сравнению с каждым индуктосином в отдельности. Эффективность коррекции зависит главным образом от информационной емкости измерений и производительности микроЭВМ.

Такой ЦПП с коррекцией достаточно сложен, и его применение оправдано при весьма высоких требованиях к точности. При использовании сдвоенного индуктосина реально снизить погрешности до $\pm(0{,}3 \div 0{,}4)''$ [17].

Сочетание алгоритмических и схемных методов коррекции погрешности ЦПП позволяет повысить точность при использовании в качестве первичного преобразователя многополюсного СКВТ.

Примером тому служит прецизионный ЦПП космического корабля «Аполлон» [89]. Вторичный преобразователь выходных сигналов многополюсного СКВТ (с $n_г=16$ или $n_р=64$) является двухотсчетным СЦПУ и реализует полный алгоритм преобразования

$$\sin\theta\cos\psi-\cos\theta\sin\psi=\sin(\theta-\psi);$$

$$\cos\theta\cos\psi+\sin\theta\sin\psi=\cos(\theta-\psi),$$

в котором ψ — дискретное значение при величине кванта 11,25° эл. град., а θ — угол поворота СКВТ.

К выходной величине $\sin(\theta-\psi)$ добавляется затем произведение $k\cos(\theta-\psi)$, в котором k — дискретное значение линейной интерполяции величины $\operatorname{tg}\Phi$, а Φ — дискретное значение малого угла, отсчитываемого МЗР счетчика. Реверсированием счетчика угла управляют в зависимости от знака суммы $\sin(\theta-\psi)+k\cos(\theta-\psi)$. Когда содержание счетчика эквивалентно θ, то $\sin(\theta-\psi)+k\cos(\theta-\psi)=0$.

Младшие разряды дают линейную интерполяцию ошибки. При этом на интерполятор поступает напряжение, пропорциональное $\cos(\theta-\psi)$ и синфазное с напряжением $\sin(\theta-\psi)$ канала точного отсчета с масштабом, устанавливаемым настройкой СКВТ. На вход детектора ошибки поступает сумма величин ФЦАП грубого, точного отсчетов и линейного интерполятора.

Постоянная k линейной интерполяции выбирается из условия сведения к минимуму наибольшей ошибки $E=\sin(\theta-\psi)-k\cos(\theta-\psi)$. Кроме того, для дальнейшего сокращения ошибки во всем диапазоне интерполяции к линейной функции добавляется постоянная. При соответствующем выборе k ошибку СКВТ точного отсчета в $n_р=16$ можно сделать меньше 10″, а с $p=64$ она сведена к величине, меньшей 3″. Это позволяет на основе СКВТ реализовать прецизионные ЦПП.

Основным достоинством всех вариантов двухотсчетных ЦПП следует считать возможность обеспечения высокой информационной емкости без существенного увеличения требований к точности каналов отсчетной части. Однако такое построение требует введения дополнительного датчика в системе с механическим редуктором или применения более сложного и дорогостоящего двухканального датчика в сочетании со сложной отсчетной частью.

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ
ДВУХКОНТУРНЫЕ СЛЕДЯЩИЕ ЦПП

20.1. ОЦЕНКА УРОВНЯ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ

С точки зрения функциональных возможностей особый интерес представляют одноотсчетные следящие преобразователи угол — амплитуда — код с СКВТ, позволяющие принципиально получить в единой отсчетной части как код угла, так и аналоговые сигналы, пропорциональные скорости и ускорению его изменения. Качественная реализация столь широких функциональных возможностей требует совершенствования построения отсчетной части, направленного на повышение разрешающей способности следящего ЦПУ до уровня, сравнимого с информационной способностью современных СКВТ [48] или

с информационной емкостью лучших образцов кодовых преобразователей КП [69], т. е. емкостью 16—20 бит.

Повышение разрешающей способности можно получить, применив следящий преобразователь угла поворота вала в код, в котором предусмотрены дополнительные схемы формирования сигнала рассогласования при работе с одним первичным преобразователем угла. Это позволяет полностью использовать информационные возможности современных электрических машин, в частности СКВТ, доведя их до уровня лучших образцов КП, т. е. 16—20 бит.

Для практической реализации отсчетной части такого преобразователя должна быть проведена обоснованная оценка уровня возможности повышения разрешающей способности одноотсчетного ЦПУ.

Повышение разрешающей способности ЦПУ позволяет снизить дополнительные потери информации за счет квантования по уровню выходного сигнала СКВТ. На основании критерия ничтожной погрешности получено соотношение среднеквадратических погрешностей квантования и инструментальной, которое составляет 0,35 [1, 24]. Это равносильно потере информации на уровне 0,07 бита. Из соотношения погрешностей может быть определено рациональное значение шага квантования, удовлетворяющее этому уровню. Оно составляет 1,2 значения инструментальной погрешности преобразователя [1, 24].

Если ограничить величину погрешности аналоговых элементов ЦПУ на уровне 1 мВ при крутизне выходных сигналов СКВТ 2 мВ/угл. мин, то инструментальная погрешность преобразователя составит 0,5 угл. мин, т. е. число разрядов ЦПУ должно быть больше 15. Получение столь высокой разрешающей способности обычными методами в одноотсчетной системе затруднено в связи с ограничениями, накладываемыми современной элементной базой. Так, в ЦПУ [66] для получения разрядности выходного кода 18 бит погрешность ряда аналоговых элементов должна быть $3\cdot10^{-6}$, а емкость ПЗУ — 10^9 бит.

Первое ограничение можно удовлетворить, используя прецизионные аналоговые элементы [70], а второе целесообразно обойти, применяя схемы построения ЦПУ [3, 71], предусматривающие два контура формирования сигнала рассогласования. Этим значительно снижается влияние аддитивных составляющих погрешности при формировании дополнительных младших разрядов кода угла в условиях воздействия реальных дестабилизирующих факторов. Для получения сигнала рассогласования в этих ЦПУ используются различные функциональные цифро-аналоговые преобразователи ФЦАП, осуществляющие перемножение выходных сигналов СКВТ на тригонометрическую функцию цифрового эквивалента преобразуемого угла.

Следует отметить, что реализация двухконтурного ЦПП требует комплексного подхода к выбору первичного датчика и схемы отсчетной части. При выборе варианта ее построения необходимо учитывать не только сложность реализации, но и влияние построения отсчетной части на точностные показатели всего преобразователя. Немаловажным фактором, определяющим выбор построения такого ЦПП, является и область его применения. В зависимости от нее формируются требуемые соотношения между информационными емкостью и способностью ЦПП.

20.2. ЦПУ С СИНУСНО-КОСИНУСНЫМИ И ТАНГЕНСНЫМ ФЦАП

Примером подобного построения является следящий ЦПУ, функциональная схема которого показана на рис. 20.1. В ней применяется один сельсин *С* с

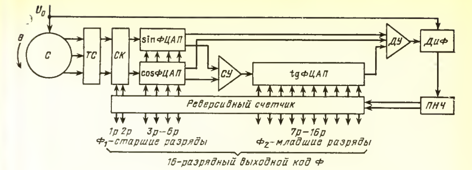


Рис. 20.1

выходными сигналами в формате СКВТ. В принципе эта система напоминает обычный следящий ЦПУ (см. рис. 14.1), однако в ней предусмотрены две цепи формирования сигналов рассогласования.

Выходные сигналы сельсина преобразуются трансформатором Скотта *ТС* в формат СКВТ и поступают на селектор квадрантов *СК*, который обеспечивает работу преобразователя во всех квадрантах, подключая к синусному и косинусному *ФЦАП* соответствующие напряжения. Селектором квадрантов управляют два старших разряда *1р* и *2р* выходного кода угла *Ф*. Для данного преобразователя выходной код угла *Ф* разбивается на две части — старшие по весу разряды $Ф_1$ и младшие по весу разряды $Ф_2$. Старшие разряды $Ф_1$ управляют синусным и косинусным *ФЦАП*, каждый из которых образует два выходных сигнала. Если опустить в записи составляющую несущей частоты $U \sin \omega t$, то этими сигналами. как и в обычном следящем преобразователе, будут два основных $\sin\theta \cos Ф_1$; $\cos\theta \sin Ф_1$, и два дополнительных $\cos\theta \cos Ф_1$; $\sin\theta \sin Ф_1$. Основные сигналы поступают на *ДУ*, образуя, так же как и в обычном следящем преобразователе, сигнал вида

$$\cos\theta \cos Ф_1 - \cos\theta \sin Ф_1 = \sin(\theta - Ф_1).$$

Два других поступают на суммирующий усилитель *СУ*, в котором формируется сигнал

$$\cos\theta \cos Ф_1 + \sin\theta \sin Ф_1 = \cos(\theta - Ф_1).$$

Разность двух первых произведений, получаемая на выходе дифференциального усилителя *ДУ*, дает сигнал рассогласования $\sin(\theta - Ф)$ с точностью до $U_1/2^n$, где U_1 — наибольшее значение напряжения на аналоговом входе *ФЦАП*, соответствующее значению функции $\sin\theta$ или $\cos\theta$, а n — число старших разрядов выходного кода.

Сумма двух других произведений дает значение $\cos(\theta - Ф_1)$, умножаемое с помощью еще одного *ФЦАП* на $\operatorname{tg} Ф_2$ — компенсирующий угол, соответствующий m остальным младшим разрядам выходного кода. В результате алгебраического сложения получается суммарный сигнал рассогласования, сводимый в системе к нулю:

$$\sin(\theta - Ф_1) - \cos(\theta - Ф_1) \operatorname{tg} Ф_2 = 0.$$

Выходной сигнал для сравнения с $\sin(\theta - \Phi_1)$ должен быть пропорционально уменьшен в 2^n раз. Этим значительно снижается влияние на сигнал, эквивалентный n младшим разрядам, аддитивных составляющих погрешности тангенсного *ФЦАП*, таких как наводки и шумы в слабосигнальных цепях преобразования младших разрядов. Разрешающая способность таких преобразователей может достигать 16—18 разрядов выходного кода при общей погрешности $\pm 1{,}3'$ [3].

Недостатком преобразователя является использование четырех *ФЦАП* для синусно-косинусного преобразования и одного *ФЦАП* для тангенсного преобразования. Это существенно повышает сложность преобразователя. Реализация приближенных зависимостей упрощает построение *ФЦАП*, но приводит к появлению методических погрешностей, снижающих точность преобразователя угла в код. Наличие в данном варианте ЦПУ трех разновидностей *ФЦАП* усложняет построение преобразователя и ограничивает его точность.

Сложность этого ЦПП определяется используемым алгоритмом формирования сигнала рассогласования, в котором цифровой эквивалент угла Φ задается в диапазоне полного круга. Одним из путей упрощения двухконтурного следящего ЦПП является использование усеченных алгоритмов формирования, в которых цифровой эквивалент задается в пределах квадранта или октанта [71]. Такой подход не исключает поисков более совершенных вариантов полных алгоритмов формирования сигнала рассогласования [а. с. 1089603 и 1126988 (СССР)], которые наряду с упрощением отсчетной части позволяют уменьшить ее влияние на точностные показатели первичного преобразователя.

20.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ТАНГЕНСНЫМИ ФЦАП

С точки зрения упрощения и дальнейшего повышения разрешающей способности представляет интерес построение отсчетной части ЦПУ, использующей для формирования сигнала рассогласования только тангенсные *ФЦАП* [71].

Функциональная схема такого ЦПУ представлена на рис. 20.2.

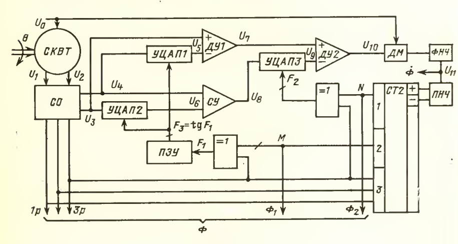


Рис. 20.2

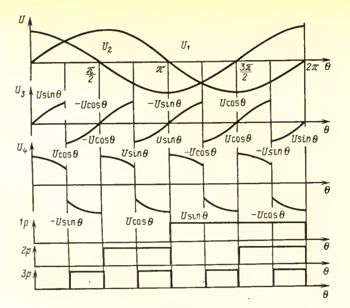


Рис. 20.3

С выхода *СКВТ* напряжения U_1 и U_2, пропорциональные синусу и косинусу угла поворота θ, поступают на вход селектора *СО*, где приводятся к первому октанту. Выходное напряжение U_3 *СО* изменяется от 0 до 0,707 U в нечетных октантах и от —0,707 U до 0 в четных октантах. Напряжение U_4 изменяется от U до 0,707 U в нечетных октантах и от —0,707 U до —U в четных октантах (U — амплитуда выходного напряжения *СКВТ*). Приведением напряжений *СКВТ* в *СО* управляет трехразрядный код октантов *1p*, *2p*, *3p*, поступающий со старших разрядов реверсивного двоичного счетчика *СТ2*.

Работа *СО* поясняется временными диаграммами на рис. 20.3, где показаны изменения выходных напряжений *СКВТ*, *СО* и старших разрядов кода угла в зависимости от угла θ поворота *СКВТ*. Все напряжения условно показаны в виде огибающих. Огибающая напряжения переменного тока считается положительной, если оно совпадает по фазе с опорным U_0, в противном случае — отрицательным.

Отсчетная часть ЦПУ оперирует с приведенными напряжениями *СКВТ* U_3 и U_4. Они поступают на *УЦАП1* и *УЦАП2*, где перемножаются со значением кода F_3 с выхода *ПЗУ*, который имеет прошивку, соответствующую коду тангенса угла в пределах от 0 до $\pi/4$. На адресные входы *ПЗУ* поступает код F_1 с выхода блока элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Значение кода F_1, определяемое $3p$ кода октантов, равно Φ_1 при $3p=0$ или $S_1=(\pi/4-\pi/4\cdot 2^M-\Phi_1)$ при $3p=1$, где Φ_1 — старшие разряды кода угла, число которых равно M. На выходе *ПЗУ* значение кода F_3 будет равно $\operatorname{tg}\Phi_1$ при $3p=0$ или $\operatorname{tg}S_1$ при $3p=1$.

Младшие разряды кода угла Φ_2, число которых равно N, с выхода второго блока элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ поступают и цифровые входы

УЦАП3. На входе *УЦАП3* значение кода $F_2 = \Phi_2$ при $3p=0$ или $S_2 = (\pi/4 \cdot 2^M - \Phi_2)$ при $3p=1$.

Взаимодействие *СО*, блоков элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ и ПЗУ поясняется табл. 20.1, где приведены значения соответствующих напряжений и кодов для всех октантов. Все углы в таблице соответствуют полным углам, которые выражаются через приведенные следующим образом: $\theta = \theta_{пр} + (n-1)\pi/4$, $\Phi = \Phi_{пр} + (n-1)\pi/4$, где $\theta_{пр}$ — приведенный угол поворота ротора СКВТ; n — номер октанта; $\Phi_{пр}$ — приведенный угол, равный коду на выходе реверсивного счетчика [а. с. 1116446 (СССР)].

Таблица 20.1

Октант	U_1	U_2	U_3	U_4	F_1	F_2	F_3	Код октанта		
								$1p$	$2p$	$3p$
1	≥ 0	≥ 0	$U \sin\theta$	$U \cos\theta$	Φ_1	Φ_2	$\mathrm{tg}\Phi_1$	0	0	0
2	≥ 0	≥ 0	$-U \cos\theta$	$-U \sin\theta$	S_1	S_2	$\mathrm{tg}S_1$	0	0	1
3	≥ 0	<0	$-U \cos\theta$	$U \sin\theta$	Φ_1	Φ_2	$\mathrm{tg}\Phi_1$	0	1	0
4	≥ 0	<0	$-U \sin\theta$	$U \cos\theta$	S_1	S_2	$\mathrm{tg}S_1$	0	1	1
5	<0	<0	$-U \sin\theta$	$-U \cos\theta$	Φ_1	Φ_2	$\mathrm{tg}\Phi_1$	1	0	0
6	<0	<0	$U \cos\theta$	$U \sin\theta$	S_1	S_2	$\mathrm{tg}S_1$	1	0	1
7	<0	≥ 0	$U \cos\theta$	$-U \sin\theta$	Φ_1	Φ_2	$\mathrm{tg}\Phi_1$	1	1	0
8	<0	≥ 0	$U \sin\theta$	$-U \cos\theta$	S_1	S_2	$\mathrm{tg}S_1$	1	1	1

Примечание. $S_1 = \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4 \cdot 2^M} - \Phi_1$; $S_2 = \frac{\pi}{4 \cdot 2^M} - \Phi_2$.

На рис. 20.4 показано изменение кодов F_1 и F_2 на выходе блоков элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ в зависимости от значения $3p$ кода октантов.

Напряжение рассогласования в данном СЦПУ формируется следующим образом. С выхода *СО* напряжение U_3 поступает на прямой вход дифференцирующего усилителя *ДУ1*, на инвертирующий вход которого подано напря-

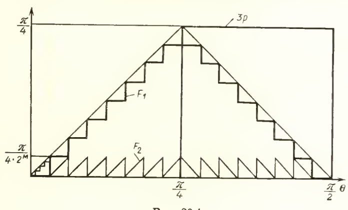


Рис. 20.4

жение с выхода *УЦАП1* $U_5=U_4F_3$. На выходе *ДУ1* имеется напряжение рассогласования $U_7=U_3-U_4F_3$, соответствующее напряжению рассогласования обычного одноотсчетного СЦПУ [66].

Дополнительная цепь формирования сигнала рассогласования включает в себя *УЦАП2, СУ, УЦАП3* и *ДУ2*. На вход суммирующего усилителя *СУ* поступают напряжения U_4 и $U_6=U_3F_3$. Напряжение U_8 с выхода *СУ* поступает на вход *УЦАП3*, на выходе которого формируется напряжение $U_9=U_8F_2$. Напряжение U_7 с выхода *ДУ1* и напряжение U_9 поступают на вход *ДУ2*, на выходе которого напряжение рассогласования $U_{10}=U_7-U_8F_2$.

Выражая напряжения U_7-U_9 через значения приведенных напряжений U_3 и U_4, получаем

$$U_7=U_3-U_4F_3,\quad U_9=(U_3+U_4F_3)F_2. \tag{20.1}$$

Подставляя в (20.1) значения напряжений U_3, U_4 и кодов F_2, F_3, из табл. 20.1 получаем напряжение U_7 для первого октанта:

$$U_7=U\sin\theta-U\cos\operatorname{tg}\Phi_1=U\,\frac{\sin(\theta_{пр}-\Phi_1)}{\cos\Phi_1}. \tag{20.2}$$

Составляющая несущей частоты $\sin\omega t$ для простоты опущена в записи напряжений. Напряжение U_9 для первого октанта

$$U_9=(U\cos\theta+U\sin\theta\ \operatorname{tg}\Phi_1)\Phi_2=U\,\frac{\cos(\theta_{пр}-\Phi_1)}{\cos\Phi_1}\,\Phi_2. \tag{20.3}$$

Так как для малых углов (до 5°) тангенс угла приблизительно равен самому углу, то, заменив в (20.3) Φ_2 на $\operatorname{tg}\Phi_2$, с учетом (20.1) и (20.2) получим напряжение рассогласования U_{10} для первого октанта:

$$U_{10}\approx U\left[\frac{\sin(\theta_{пр}-\Phi_1)}{\cos\Phi_1}-\frac{\cos(\theta_{пр}-\Phi_1)}{\cos\Phi_1}\operatorname{tg}\Phi_2\right]=U\,\frac{\sin(\theta_{пр}-\Phi_1-\Phi_2)}{\cos\Phi_1\cos\Phi_2}. \tag{20.4}$$

С учетом того, что $\cos\Phi_2\approx 1$ и $\Phi_1+\Phi_2=\Phi_{пр}$, можно представить напряжение рассогласования U_{10} для первого октанта:

$$U_{10}\approx U\,\frac{\sin(\theta_{пр}-\Phi_{пр})}{\cos\Phi_1}. \tag{20.5}$$

Аналогично для второго октанта

$$U_7=\left[-U\cos\theta+U\sin\theta\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4}-\frac{\pi}{4\cdot 2^M}-\Phi_1\right)\right]=U\,\frac{\sin(\theta_{пр}-\Phi_1-\pi/4\cdot 2^M)}{\sin[\Phi_1+\pi/4+(\pi/4)2^M]}; \tag{20.6}$$

$$U_9=[-U\sin\theta-U\cos\theta\operatorname{tg}(\pi/4-(\pi/4)2^M-\Phi_1)]\,[(\pi/4)2^M-\Phi_2]=$$
$$=U\,\frac{\cos(\theta_{пр}-\Phi_1-\pi/4\cdot 2^M)}{\sin(\Phi_1+\pi/4+\pi/4\cdot 2^M)}. \tag{20.7}$$

С учетом того, что $(\Phi_2-\pi/4\cdot 2^M)\approx\operatorname{tg}(\Phi_2-\pi/4\cdot 2^M)$,

$$U_{10}=U\left[\frac{\sin(\theta_{пр}-\Phi_1-\pi/4\cdot 2^M)}{\sin(\Phi_1+\pi/4+\pi/4\cdot 2^M)}-\frac{\cos(\theta_{пр}-\Phi_1-\pi/4\cdot 2^M)}{\sin(\Phi_1+\pi/4+\pi/4\cdot 2^M)}\times\right.$$
$$\left.\times\operatorname{tg}\left(\Phi_2-\frac{\pi}{4\cdot 2^M}\right)\right]=U\,\frac{\sin(\theta_{пр}-\Phi_1-\Phi_2)}{\sin(\Phi_1+\pi/4+\pi/4\cdot 2^M)\cos(\pi/4\cdot 2^M-\Phi_2)}. \tag{20.8}$$

Учитывая, что $\cos(\pi/4 \cdot 2^M - \Phi_2) \approx 1$ и $\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_{пр}$, получаем для второго октанта

$$U_{10} \approx U \frac{\sin(\theta_{пр} - \Phi_{пр})}{\sin(\Phi_1 + \pi/4 + \pi/4 \cdot 2^M)}. \tag{20.9}$$

Аналогичным образом нетрудно доказать, что напряжение рассогласования U_{10} определяется в остальных нечетных октантах в соответствии с (20.5), а в остальных четных — в соответствии с (20.9).

Дальнейшая обработка сигнала рассогласования в преобразователе производится устройствами, типичными для следящих ЦПУ [3]. Это *ДМ* и *ФНЧ*, осуществляющие выделение постоянной составляющей напряжения рассогласования и формирующие частотную характеристику следящего ЦПУ. Передаточная функция фильтра

$$W(s) = \frac{T_2 s + 1}{T_1 s (T_3 s + 1)},$$

где T_3 — постоянная времени фильтра низких частот, а T_1, T_2 — постоянные времени корректирующего устройства. С выхода фильтра напряжение рассогласования управляет частотой *ПНЧ*. Полярность напряжения U_{11} определяет, на какой вход — суммирования или вычитания — реверсивного счетчика должны поступать импульсы с *ПНЧ*.

Напряжение U_{11} одновременно поступает на выход преобразователя, характеризуя скорость $\dot{\Phi}$ изменения выходного угла преобразователя. Поскольку в астатических системах для установившегося режима скоростная ошибка равна нулю, скорость изменения $\dot{\Phi}$ выходного угла Φ преобразователя одновременно характеризует и скорость изменения $\dot{\theta}$ угла поворота ротора СКВТ.

Скорость изменения $\dot{\Phi}$ для установившегося режима

$$\dot{\Phi} = \frac{\Delta\Phi}{\Delta T} = \frac{f \cdot 2\pi}{2^{M+N+3}}, \tag{20.10}$$

где $\Delta\Phi$ — величина младшего разряда реверсивного счетчика, а f — частота импульсов на выходе *ПНЧ*. Она пропорциональна напряжению U_{11} и крутизне $K_п$ *ПНЧ*, т. е. $f = K_п U_{11}$. Следовательно, окончательно для скорости изменения $\dot{\Phi}$ имеем

$$\dot{\Phi} = \frac{2\pi K_п U_{11}}{2^{M+N+3}}. \tag{20.11}$$

Таким образом, значение напряжения U_{11} определяется не только крутизной $K_п$ *ПНЧ*, но и числом разрядов кода выходного угла, равного сумме младших и старших разрядов и кода октантов:

$$U_{11} = \dot{\Phi} \frac{2^{M+N+3}}{2\pi k_п}.$$

Напряжение U_{11} управляет работой *ПНЧ*, с выхода которого импульсы поступают на вход суммирования или вычитания реверсивного счетчика. Изменение выходного кода младших разрядов Φ_2 через блок элемента ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ передается на цифровые входы *УЦАП3*, меняет напряжение U_9 и

приводит к изменению напряжения рассогласования U_{10}. Если угол $\theta_{пр}$ больше эквивалента $\Phi_{пр}$, то реверсивный счетчик суммирует импульсы с выхода *ПНЧ*, уменьшая напряжение рассогласования U_{10}. Если угол $\theta_{пр}$ меньше эквивалента $\Phi_{пр}$, реверсивный счетчик работает в режиме вычитания, также уменьшая напряжение U_{10}. Подсчет импульсов от *ПНЧ* производится до обнуления напряжения рассогласования.

Если изменение кода младших разрядов Φ_2 не сводит к нулю напряжение рассогласования U_{1c}, то начинают изменяться старшие разряды кода Φ_1, которые через блок элементов ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ поступают на ПЗУ и с него на *УЦАП1* и *УЦАП2*. Изменение кода Φ_1 и соответственно кода F_3 на выходе *ПЗУ* приводит к изменению напряжений U_7 и U_8 и соответственно напряжения рассогласования.

В этом случае подсчет импульсов от *ПНЧ* производится до тех пор, пока суммарный код угла Φ, состоящий из кода младших разрядов Φ_2, кода старших разрядов Φ_1 и кода октантов, не станет эквивалентным углу θ поворота ротора СКВТ. Напряжение рассогласования станет равным нулю, и колебания *ПНЧ* прекратятся.

Методическую погрешность такого ЦПУ можно определить, воспользовавшись выражением (20.4) для рассогласования U_{10}. Методическая погрешность представляет собой разность между кодом тангенса угла Φ_2 и самим кодом угла Φ_2:

$$\Delta\Phi_2 = \operatorname{tg}\Phi_2 - \Phi_2. \qquad (20.12)$$

Эта погрешность зависит от величины кода угла Φ_2, максимальное значение которого определяется числом старших разрядов кода угла Φ_1. Ограничив значение методической погрешности ЦПУ половиной величины младшего разряда, можно определить допустимое число N младших разрядов с учетом заданного числа M старших разрядов преобразователя. Величина погрешности с учетом (20.12)

$$\operatorname{tg}\Phi_2 - \Phi_2 \leqslant \frac{1}{2}\,\frac{2\pi}{2^{M+N+3}}. \qquad (20.13)$$

Максимальное значение кода угла $\Phi_2 = \pi/4\cdot 2^M$, тогда величина погрешности $\Delta\Phi_2$ с учетом (20.13)

$$\Delta\Phi_2 = \operatorname{tg}\frac{\pi}{4\cdot 2^M} - \frac{\pi}{4\cdot 2^M} \leqslant \frac{1}{2}\,\frac{2\pi}{2^{M+N+3}}. \qquad (20.14)$$

Из (20.14) можно получить допустимое число N младших разрядов ЦПУ для заданного числа M старших разрядов при значении $\Delta\Phi_2$, не превышающем половины величины младшего разряда:

$$N \leqslant \operatorname{int}\left[\frac{1}{\lg 2}\lg\frac{\pi}{2^{M+3}(\operatorname{tg}\pi/4\cdot 2^M - \pi/4\cdot 2^M)}\right].$$

Например, для числа старших разрядов $M=5$ число N младших разрядов равно 11, что с учетом кода октантов соответствует ЦПУ с разрешающей способностью 19 разрядов.

Достижение столь высокой разрешающей способности позволяет, например, повысить точность управления положением с применением метода обучения при программировании роботов. Как известно [72], особенностью метода обу-

чения является запись в память информации о положении непосредственно с ЦПУ при ручном управлении роботом. Такой способ программирования обеспечивает при управлении компенсацию систематической погрешности измерения положения, что позволяет достичь значительно более высокой точности управления положением по сравнению с точностью первичного датчика.

Предлагаемая структура построения следящего ЦПУ позволяет улучшить и динамические показатели ИМС за счет использования выходного напряжения фильтра в качестве сигнала скорости $\dot{\theta}$ изменения угла θ при оптимальном управлении. В обычном следящем ЦПУ с разрешающей способностью 12—14 разрядов использование этого напряжения в качестве сигнала скорости для низких частот вращения затруднительно из-за значительных шумов квантования.

20.4. ЦПУ С СИНУСНО-КОСИНУСНЫМ И ЛИНЕЙНЫМ ФЦАП

Определенное упрощение отсчетной части ЦПУ достигается при построении преобразователя [а. с. 1089603 (СССР)], предусматривающем выбор более экономной с точки зрения количества и сложности используемых элементов структуры получения сигналов рассогласования за счет реализации отличающегося от известного алгоритма его формирования. В этом варианте при построении основного контура формирования сигнала рассогласования используются два ФЦАП: синусный и косинусный вместо четырех в варианте рис. 20.1 и третий ФЦАП служит для формирования сигнала вспомогательного контура из кода дополнительной шкалы.

Функциональная схема такого ЦПУ представлена на рис. 20.5. Преобразователь содержит *СКВТ*, *СК*, три *ФЦАП*, два *ДУ*, демодулятор и фильтр *Д* и *Ф*, *ПНЧ* и реверсивный счетчик *РС*. Схема работает следующим образом.

Сигналы с выхода *СКВТ*, пропорциональные синусу и косинусу измеряемого угла, поступают на *СК*, который по коду двух старших разрядов выходного кода *РС* вырабатывает на своих аналоговых выходах сигналы, соответствующие тригонометрическим функциям первого квадранта измеряемого угла θ: $\sin\theta$ и $\cos\theta$. Сигнал $\sin\theta$ подается на аналоговый вход *ФЦАП1*, а $\cos\theta$ — на аналоговый вход *ФЦАП2*, где умножается на цифровой код, эквивалентный соответственно косинусу и синусу угла Φ_1.

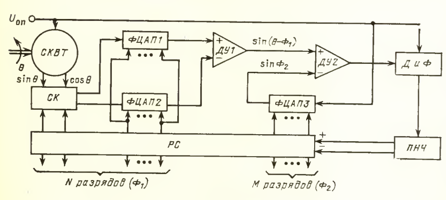


Рис. 20.5

Разность полученных произведений $\sin\theta\cos\Phi_1$ и $\cos\theta\sin\Phi_1$ на выходе *ДУ1* $(\sin\theta-\Phi_1)$ подается на неинвертирующий вход *ДУ2*, иа инвертирующий вход которого подается сигнал с выхода *ФЦАП3*, представляющий собой произведение единичного нормирующего опорного сигнала на цифровой код синуса угла Φ_2. На выходе *ДУ2* образуется сигнал рассогласования $\sin(\theta-\Phi_1)-\sin\Phi_2$, детектируемый и интегрируемый демодулятором, сигнал с выхода которого управляет работой *ПНЧ*, частота выходных импульсов которого пропорциональна величине сигнала рассогласоваиия.

Последовательность импульсов в зависимости от знака сигнала рассогласования поступает на суммирующий или вычитающий вход *РС*, код которого при полном согласовании соответствует углу $\theta=\Phi_1+\Phi_2$.

Функции демодулятора заключаются в детектировании н фильтрации сигнала рассогласования, который представляет собой колебания с частотой ωt опорного сигнала и амплитудой сигнала рассогласования

$$\sin(\theta-\Phi_1)-\sin\Phi_2.$$

Такой демодулятор может быть выполнен, например, в виде аиалогового умножителя сигналов рассогласования и опорного, выход которого подключен к выходу ФНЧ, при этом на его выходе образуется сигнал постоянного тока, сохраняющий знак рассогласования. Преобразователь проще по сравнению с [3] за счет использования формирования старшей части сигнала рассогласования только двух ФЦАП вместо четырех и отсутствия третьего дифференциального усилителя.

Вариант реализации ФЦАП представлен на рис. 20.6.

Его логическая часть совместно с *ПЗУ1* и *ПЗУ2* преобразует входной n-разрядный цифровой код угла в n-разрядный код, соответствующий тригонометрической функции, а УЦАП осуществляет перемножение этого кода на аналоговый сигнал, поступающий на его аналоговый вход.

В качестве ФЦАП3 можно использовать линейный умиожающий ЦАП в случае, кcгда число старших разрядов значительно больше числа младших разрядов реверсивного счетчика. Поскольку $\lim\limits_{\Phi_2\to 0}\operatorname{tg}\Phi=\lim\limits_{\Phi_2\to 0}\sin\Phi_2=\Phi_2$, угол Φ_2 можно выбрать достаточно малым за счет увеличеиия разрядности кода угла Φ_1. При этом ошибка аппроксимации функции $\operatorname{tg}\Phi_2$ в ЦПУ [3] равная

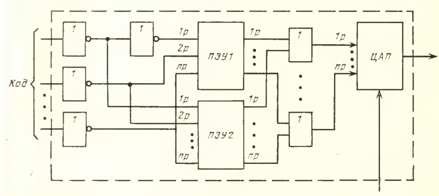


Рис. 20.6

$\operatorname{tg}\Phi_2-\Phi_1$, вдвое больше ошибки аппроксимации функции $\sin\Phi_2$, равной $\Phi_1-\sin\Phi_2$, что подтверждается расчетом:

$$\lim_{\Phi_2\to 0}\frac{\operatorname{tg}\Phi_2-\Phi_2}{\Phi_2-\sin\Phi_2}=\lim_{\Phi_2\to 0}\frac{2\cos\Phi_2}{3\cos^2\Phi_2-2\cos\Phi_2}=2.$$

К достоинствам такого построения ЦПУ (а. с. 1089603 (СССР)] относится возможность реализации отсчетной части на основе современной элементной базы. Положительным фактором является и то, что реализуемый при этом построении алгоритм формирования сигнала рассогласования

$$\sin(\theta-\Phi_1)-\sin\Phi_2=\sin\theta\cos\Phi_1-\cos\theta\sin\Phi_1-\sin\Phi_2=0 \qquad (20.15)$$

позволяет более эффективно использовать точностные показатели первичного преобразователя по сравнению с построением ЦПП, использующим усеченный алгоритм формирования сигнала рассогласования [71].

Недостатком такого ЦПП является необходимость использования для получения слагаемого $\sin\Phi_2$ опорного сигнала, величина которого оказывает влияние на значение сигнала рассогласования, что в конечном итоге снижает точность. Повышение точности без существенного усложнения ЦПП может быть достигнуто за счет реализации иного алгоритма формирования сигнала рассогласования

$$\cos\Phi_1(\sin\theta-\Phi_2\cos\theta)-\sin\Phi_1(\cos\theta+\Phi_2\sin\theta)=0. \qquad (20.16)$$

Покажем, что это эквивалентно выполнению равенства

$$\theta=\Phi_1+\Phi_2. \qquad (20.17)$$

Раскроем скобки и сгруппируем сомножители при $\sin\theta$ и $\cos\theta$:

$$\sin\theta(\cos\Phi_1-\Phi_2\sin\Phi_1)-\cos\theta(\sin\Phi_1+\Phi_2\cos\Phi_1)=0. \qquad (20.18)$$

Воспользуемся условием $\Phi_2\ll\Phi_1$ и произведем замену:

$$\Phi_2\approx\sin\Phi_2;\quad 1\approx\cos\Phi_2, \qquad (20.19)$$

тогда (20.18) примет вид

$$\sin\theta\cos(\Phi_1+\Phi_2)-\cos\theta\sin(\Phi_1+\Phi_2)=$$
$$=\sin(\theta-\Phi_1-\Phi_2)=0. \qquad (20.20)$$

Из (20.20) следует, что с учетом (20.19) равенства (20.16) и (20.20) тождественны при выполнении (20.17).

Схема усовершенствованного варианта двухконтурного ЦПП представлена на рис. 20.7 [а. с. 1126988 (СССР)].

Преобразователь содержит *СКВТ*, *УЦАП1* и *УЦАП2*, масштабирующие резисторы *MR1* и *MR2*, дифференциальные усилители *ДУ1—ДУ3*, функциональные цифро-аналоговые перемножители *ФЦАП1* и *ФЦАП2*, демодулятор и фильтр *Д* и *Ф*, *ПНЧ*, *PC*.

Старшие разряды выходного кода *PC* соответствуют углу Φ_1, младшие — углу Φ_2. Разрядности *ФЦАП* и *УЦАП* близки.

Блоки *УЦАП1* и *УЦАП2* представляют собой линейные двухквадрантные ЦАП, сигнал на выходе которых пропорционален произведению двухполярного аналогового входного сигнала на однополярный входной код.

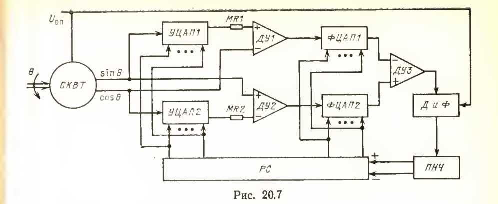


Рис. 20.7

Преобразователь работает следующим образом.

Предположим, что угол Φ_2 зафиксирован и равен нулю. В этом случае аналоговые выходные сигналы *УЦАП1* и *УЦАП2* также равны нулю, *ДУ1* и *ДУ2* работают как повторители выходных сигналов *СКВТ*. На выходе *Д1* сигнал соответствует $\cos\theta$, а на выходе *ДУ2*—$\sin\theta$. Блоки *ФЦАП1* и *ФЦАП2* умножают эти сигналы на соответствующую тригонометрическую функцию угла Φ, образуя на своих выходах произведения соответственно $\cos\theta\sin\Phi_1$ и $\sin\theta\cos\Phi_1$. Блок *ДУ3* на своем выходе из этих произведений формирует сигнал рассогласования

$$\sin\theta\cos\Phi_1 - \cos\theta\sin\Phi_1 = \sin(\theta - \Phi_1),$$

который демодулятором, фильтром и *ПНЧ* преобразуется в последовательность счетных импульсов, управляющих кодом на выходе *РС* до сведения разности к минимуму. В этом случае преобразователь работает как ЦПП следящего типа без разделения определяемого угла на две группы по разрядам выходного кода. Разрешающая способность, а следовательно, и точность преобразователя определяются дискретностью формирования счетчиком угла Φ_1, т. е. числом разрядов N.

Сведение к минимуму сигнала $\sin(\theta - \Phi_1)$ означает, что сигнал рассогласования принял значение в пределах величины $U_1 \cdot 2^{-N}$, где U_1 — наибольшее значение сигнала рассогласования, соответствующее единичному значению $\sin(\theta - \Phi_1)$. В пределах этой аналоговой величины $U_1 \cdot 2^{-N}$ разряды кода M угла Φ_2 корректируют сигнал рассогласования.

Пусть угол Φ_2 изменяется в соответствии с кодом младших разрядов счетчика. На выходах *УЦАП1* и *УЦАП2* образуются соответственно произведения $\Phi_2\sin\theta$ и $\Phi_2\cos\theta$, которые масштабируются *MR1* и *MR2* таким образом, чтобы наибольшее их значение, соответствующее единичному коду угла Φ_2, равнялось минимальному рассогласованию сигнала $\sin(\theta - \Phi_1)$, т. е. величине $U_1 \cdot 2^{-N}$. Другими словами, *MR1* и *MR2* устанавливается масштаб аналоговых сигналов рассогласования, корректируемых изменением угла Φ_2, в соответствии с отношением Φ_2/Φ_1.

На выходах *ДУ1* и *ДУ2* формируются сигналы $\Phi_2\sin\theta + \cos\theta$ и $\Phi_2\cos\theta - \sin\theta$, умножаемые соответственно *ФЦАП1* и *ФЦАП2* на $\sin\Phi_1$ и $\cos\Phi_1$.

В результате сигнал рассогласования на выходе *ДУЗ* (рис. 20.7)

$$\cos \Phi_1 (\sin \theta - \Phi_2 \cos \theta) - \sin \Phi_1 (\cos \theta + \Phi_2 \sin \theta) = 0.$$

Таким образом, алгоритм формирования сигнала рассогласования допускает применение только линейных УЦАП и не использует опорный сигнал при формировании корректирующих сигналов, связанных с изменением угла Φ_2, что повышает точность преобразования по сравнению с вариантом ЦПП, схема которого представлена на рис. 20.5.

Достоинство усовершенствованного варианта ЦПП заключается в возможности получить относительно простыми средствами высокую точность преобразования независимо от уровня опорного сигнала, который практически может изменяться в широких пределах.

20.5. КЛАССИФИКАЦИЯ АМПЛИТУДНЫХ ЦПП

Третья и четвертая части пособия посвящены особенностям построения отсчетных частей преобразователей перемещение — амплитуда — код (ПАК) и их взаимодействию с первичным синусно-косинусным преобразователем в ЦПП.

Хотя преобразователи непосредственного кодирования, особенно с использованием фотоэлектрических принципов считывания [1], продолжают развиваться, основное внимание разработчиков сейчас приковано к преобразователям угол — аналоговый параметр — код. Это объясняется возможностью использования первичных преобразователей широкого назначения, давно освоенных и выпускаемых промышленностью в достаточном количестве, а также большими и неуклонно растущими успехами микроэлектроники. Достижения в области создания первичных преобразователей на основе оптических принципов, а также с печатными обмотками [17, 87] свидетельствуют об их конкуренции с преобразователями непосредственного кодирования в части точности, а перспективы развития [61] БИС АЦП, ЦАП, ПЗУ, ПНЧ и др. делают реальным достижение сравнимого с ними быстродействия.

Среди вторичных преобразователей наибольшее распространение, особенно в последнее время, получили преобразователи амплитуда — код, подключаемые, как правило, к СКВТ и наиболее эффективно реализуемые на современной микроэлектронной элементной базе. Кроме того, эти преобразователи в отличие, например, от широко применяемых вторичных преобразователей фаза — код (ПФК) не требуют жестких ограничений на постоянство формы, амплитуды и частоты сигнала первичного преобразователя.

Это позволяет унифицировать построение отсчетной части для широкого ряда первичных преобразователей, например СКВТ, обладающих значительными вариациями опорного сигнала. Тем самым создаются благоприятные условия для разработки устройств с большей степенью интеграции, экономическая эффективность производства которых в значительной степени зависит от масштабов внедрения. Таким образом, поиски оптимальных схемотехнических построений актуальны.

Среди факторов, определяющих интенсивное развитие ПАК, отметим следующие:

отсутствие трудности в разделении первичного и вторичного преобразователей, а также в значительном их взаимном удалении без усложнения связей в условиях воздействия помех и факторов эксплуатации;

возможность придания вторичному преобразователю свойства обратимости и координатных преобразований, что упрощает взаимодействие с первичными преобразователями и потребителями информации;

способность получения во вторичном преобразователе цифровых эквивалентов тригонометрических функций угла без усложнения первичного преобразования и ухудшения его показателей;

возможность реализации единого информационного обеспечения в оптимальных и адаптивных системах управления перемещением за счет высокой чувствительности и многофункциональности в части формирования цифровых эквивалентов скорости и ускорения;

относительно низкую стоимость изготовления и эксплуатации;

возможность модернизации существующего оборудования без замены первичного преобразования, что особенно важно в ГАП и робототехнике при смене поколений оборудования;

перспективу существенного повышения показателей за счет совершенствования структуры построения, элементной базы и технологии.

Реализация отмеченных преимуществ связана с инженерным синтезом ПАК, наиболее полно удовлетворяющих заданной совокупности показателей. Это требует сопоставления по ряду критериев, что удобно делать при наличии глубокой и развернутой классификации, отражающей достижения и перспективу развития ПАК.

Известные классификации либо носят слишком упрощенный характер [23], либо относятся к отдельным разновидностям ПАК [81] и поэтому не могут в достаточной степени служить базой для синтеза этих изделий.

Предлагаемая классификация отображает отечественный и зарубежный опыт в развитии ПАК (рис. 20.8). При этом сохранена преемственность известных классификаций и максимально учтены изменения алгоритмического, функционального и структурного характера, происходящие в последнее время в преобразователях этого типа.

Аналогично ПФК в зависимости от алгоритма функционирования, т. е. способа получения цифрового эквивалента выходных сигналов СКВТ, ПАК делятся на циклические [81], следящие [57] и адаптивные [66]. Последние позволяют реализовать чередование циклического и следящего алгоритмов в зависимости от величины рассогласования с целью его компенсации при изменении входных воздействий.

Сходство с ПФК просматривается и в разделении ПАК на многоканальные, двухотсчетные, двухконтурные [3], и функциональные [49], осуществляющие формирование цифровых эквивалентов в соответствии с требуемыми зависимостями (масштабирующими, тригонометрическими и др.).

В отличие от аналогов ПАК характеризуется полнотой алгоритмического обеспечения, т. е. полным или упрощенным алгоритмом формирования сигнала рассогласования.

Полный алгоритм предусматривает задание цифрового эквивалента угла Φ в пределах 360°. Квадрантное или октантное разбиение входного угла θ характеризует упрощенный алгоритм преобразования. Полный алгоритм базируется на использовании синусной зависимости [54], а упрощенный — тангенсной [66]. В полном алгоритме не исключено использование сочетания этих функций [3].

22*

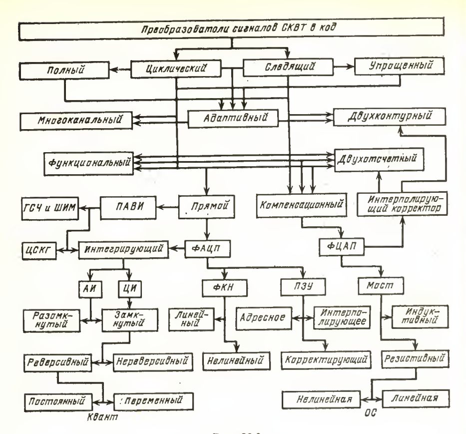


Рис. 20.8

Примером упрощенного алгоритма является реализация зависимости $\sin\theta - \cos\theta\cdot\operatorname{tg}\Phi=0$. В этом случае достигается двукратное уменьшение аппаратуры вторичного преобразователя по сравнению с полным алгоритмом [66, 81]. К недостаткам упрощенного алгоритма следует отнести ограниченные функциональные возможности, исключающие совмещение получения в отсчетной части ПАК цифровых эквивалентов угла и его тригонометрических функций. Следует отметить, что само по себе использование полного алгоритма является только необходимым, но не достаточным условием решения этой задачи [54].

Известны две разновидности полного алгоритма. В первом случае $\sin(\theta-\Phi)=0$, когда первичный и вторичный преобразователи образуют аналог синхронной передачи. Во втором случае $\sin(\theta-\Phi_1)+\operatorname{tg}\Phi_2\cdot\cos(\theta-\Phi_1)=0$, когда в сигнал рассогласования двухканального или двухконтурного ПАК вводится поправка с помощью интерполяционного корректора, управляемого младшими по весу разрядами Φ_1 и Φ_2 кода Φ. Второй вариант позволяет оказывать существенное влияние на информационные емкость и способность ПАК [3, 71, 89].

В зависимости от глубины охвата ПАК обратной связью можно разделить отсчетные части на две группы: прямого типа, не содержащие обратных связей или имеющие локальные обратные связи для реализации алгоритма преобразо-

вания; компенсационные преобразователи, охваченные главной обратной связью по выходному параметру.

В ПАК прямого типа используется циклический алгоритм функционирования. Они подразделяются в зависимости от алгоритма промежуточного преобразования выходных сигналов СКВТ на две группы: с преобразованием амплитуды во временной интервал (ПАВИ) и с функциональным АЦП (ФАЦП) их отношения в код (рис. 20.8).

Построение ПАК с ПАВИ имеет три структурные разновидности: с генератором сетки частот (ГСЧ) и ШИМ, с цифровым синусно-косинусным генератором (ЦСКГ) и интегрирующий. Преобразователи этой группы имеют низкое быстродействие. Вариант с ГСЧ и ШИМ [81] может применяться в канале обратной связи ЦСС, что позволяет избежать преобразования код—ШИМ [68].

Построение ПАК с ЦСКГ очень близко к аналогичному варианту ПФК развертывающего типа «с бегущей» стробирующей меткой» [49]. К нем осуществляется формирование временного аналога двоичной кодовой маски. К достоинствам ПАК этого типа следует отнести простоту формирования цифровых эквивалентов тригонометрических функций угла путем незначительного усложнения ПАК и возможность сопряжения ПАК с устройством, осуществляющим преобразование скорости и ускорения фазовым методом при построении полифункционального варианта преобразователя.

Особый интерес представляют циклические интегрирующие ПАК, обладающие наибольшей помехоустойчивостью среди преобразователей прямого типа. В зависимости от типа используемого интегратора различают варианты с аналоговым (АИ) и цифровым (ЦИ) интеграторами. Они могут быть выполнены по разомкнутой или замкнутой, с локальной обратной связью схеме, как это имеет место в генераторе гармонических сигналов с АИ [3]. Существенным достоинством такого ПАК построения является возможность его работы в режиме преобразования координат. Повышение быстродействия в 2 раза достигается за счет использования реверсивного вращения воображаемого вектора, проекции которого представляют выходные сигналы СКВТ. Дальнейшее повышение быстродействия достигается в реверсивном варианте интегратора при переходе на переменную величину кванта единичного перемещения воображаемого вектора [81].

Эффективность циклического интегрирующего ПАК возрастает при использовании ЦИ за счет получения в единой отсчетной части кодов проекций, масштабирования результата преобразования и высокой стабильности работы при больших разрядностях выходного кода [63]. Методы повышения быстродействия ПАК с ЦИ аналогичны варианту с АИ.

Следует отметить, что оба варианта реализуют арктангенсное преобразование отношения выходных сигналов СКВТ, т. е. тангенса входного угла θ во временной интервал, величина которого в этом случае пропорциональна углу поворота. Если АИ оперирует с аналоговыми величинами проекций воображаемого вектора в пределах октанта, то ЦИ осуществляет вращение цифровых эквивалентов с предварительным кодированием выходных сигналов СКВТ с помощью ФАЦП отношения.

Две другие разновидности ПАК с ФАЦП тоже осуществляют арктангенсное преобразование. С формирователем компенсационного напряжения ФКН это преобразование обеспечивается введением локальных линейных или нелиней-

ных обратных связей с целью получения на выходе ФАЦП цифрового эквивалента угла. Эта разновидность ПАК отличается умеренным быстродействием и точностью [81].

Наибольшей скоростью преобразования, определяемой практически быстродействием ФАЦП, обладает вариант функционального преобразователя ФП с ПЗУ. Арктангенсное преобразование на основе ПЗУ может быть реализовано двумя методами: интерполяции [59] или табличной адресации [52]. Для обеспечения высокой разрешающей способности с табличной адресацией требуется ПЗУ большей емкости. Метод интерполяции позволяет уменьшить ее за счет запоминания части таблицы и последующего расчета с ее помощью любых значений функции путем простых вычислительных операций. Наибольший эффект этот прием дает при интерполяции значений периодических функций, например синуса [59]. К недостаткам интерполяционного метода по сравнению с табличным следует отнести необходимость применения помимо ПЗУ умножителя и сумматора [81].

Существенным достоинством варианта ФП с ПЗУ является простота расширения его функциональных возможностей в части получения цифровых эквивалентов тригонометрических функций угла [68]. При питании СКВТ импульсами прямоугольной формы удается реализовать совмещенный функциональный вариант и исключить из канала преобразования УВХ. Это приводит к существенному упрощению ПАК по сравнению с вариантом [54], построенным по компенсационному принципу.

Группа компенсационных преобразователей с функциональными тригонометрическими ЦАП ФЦАП преобладает в зарубежной микросхемотехнике ПАК [3, 39, 87].

Функциональный преобразователь может быть реализован на основе резистивного или индуктивного моста [3, 22]. Несмотря на чрезвычайно высокие точностные показатели применение последней разновидности ФП ограничено. Она не удовлетворяет основному критерию для реализации ПАК в микроэлектронном исполнении и поэтому может использоваться для целей контроля и настройки. С этой точки зрения более перспективно применение в ФП резистивных мостов с линейной и нелинейной аппроксимацией [3, 22, 81].

Большие возможности в компенсационных ПАК открываются для применения ФП на основе ПЗУ с синусной [54, 62] и тангенсной прошивками [66, 81]. Использование «зеркальных» свойств функции синуса позволяет реализовать тригонометрический ТЦАП, обеспечивающий четырехквадрантные координатные преобразования и представляющий важный элемент навигационных и робототехнических систем [62]. В том случае, когда возникают трудности распространения функции, записанной в ПЗУ для одного квадранта, на остальные квадранты с целью экономии объема памяти в состав ПАК вводится корректор [62].

Предлагаемая классификация обобщает как отечественный, так и зарубежный опыт в области проектирования ПАК с СКВТ. Она обладает достаточным уровнем полноты и поэтому дает возможность на основе выявленной внутри классификационной структуры общности рекомендовать перспективные направления развития ПАК. В части элементной базы это в первую очередь относится к необходимости дальнейшего совершенствования ФП на основе ПЗУ с тригонометрическими прошивками.

Выявление с помощью классификационной схемы элементарных алгоритмов и структур, обладающих свойством неразложимости, позволяет синтезировать оптимальное построение как перебором вариантов, так и путем комбинирования элементарных алгоритмов и структур с целью не только достижения количественных изменений, но и варьирования в широких пределах показателями качества.

Это положение в части алгоритмических особенностей наглядно иллюстрируется на примере компенсационного ПАК, в котором может быть использовано все разнообразие алгоритмов функционирования, а выполнение его с переменной структурой позволяет реализовать положительные свойства и устранить недостатки обоих элементарных алгоритмов [66].

Иллюстрацией влияния структурных особенностей построения служит следящий ПАК, который с позиций теории автоматического регулирования является пропорциональной [3] или релейной [89] аналого-цифровой следящей системой с астатизмом второго порядка. Замыкание контура регулирования и введение в него дополнительного по сравнению с интегрирующим ПАК циклического типа интегратора не только позволяет существенно увеличить его помехоустойчивость, но и формирует сигналы, характеризующие скорость и ускорение входного воздействия. Это придает ПАК новые качественные свойства, поскольку последующее кодирование этих сигналов дополнительным АЦП делает вторичный преобразователь многофункциональным [68]. Повышению достоверности тахометрической информации в широком диапазоне входных воздействий способствует введение интерполяционного корректора, который позволяет в двухотсчетных системах повысить информационную способность [89], а в одноотсчетных — информационную емкость [71] ПАК.

Существенное значение для синтеза оптимальных ПАК имеют особенности их сопряжения с потребителями выходной информации. В связи с тем что в большинстве применений ПАК выполняет функции периферийного устройства ЭВМ, возникают специфические требования по его взаимодействию с ней. Нередко эти требования становятся определяющими для выбора алгоритма функционирования [68]. В работе с ЭВМ первоочередное внимание уделяется оптимальному использованию машинного времени. При большой загрузке ЭВМ и высокой частоте обмена с ПАК становится рациональным использование циклических структур. Сопряжение следующих ПАК требует включения в состав вторичного преобразователя буферного устройства [39], препятствующего искажению выходной информации. Низкая загрузка ЭВМ допускает использование циклических интегрирующих ПАК. При недогрузке ЭВМ возможно использование ее процессора для выполнения ряда функций ПАК, например арктангенсного преобразования выходного кода ФАЦП отношения. Необходимо учитывать, что для выполнения подобных операций микроЭВМ требуются единицы миллисекунды. Перспективным является использование ЭВМ и для реализации алгоритмических методов коррекции погрешности ПАК в процессе работы [11].

В заключение следует отметить, что ПАК могут являться составной частью многофункционального ЦПП, решающего задачу единого информационного обеспечения формированием кода скорости из сигналов СКВТ.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

АМПЛИТУДНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ТАХОМЕТРЫ

21.1. МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ ТАХОМЕТРИИ

Для реализации оптимальных и адаптивных алгоритмов управления движением необходимо иметь, как известно, информацию не только о величинах и направлениях перемещений, но и об их скорости и ускорении, т. е. параметрах перемещения, например, рабочего органа робота [73]. Эффективность привода, например, в робототехнике существенно возрастает при выполнении его в безредукторном варианте [68], что ставит задачу измерения низких и инфранизких частот его вращения.

Реализация измерителя низких частот вращения традиционными для редукторных систем методами, например с использованием электромашинных тахометров (тахогенераторов), оказывается затруднительной с генераторами как переменного тока, так и постоянного. Трудности, связанные с использованием синхронных тахогенераторов, определяются сложностями обработки квазигармонических сигналов низких и инфранизких частот, а известные построения находятся в стадии эксперимента. Их применение в промышленности ограничено не только высокой стоимостью, но и рядом нерешенных проблем [56].

Отсутствие приемлемых инженерных решений в технике измерения низких частот вращения с использованием традиционных методов непрерывной тахометрии определяется еще и тем, что в связи с внедрением микропроцессорной техники в системы автоматического управления САУ информацию о параметрах перемещения необходимо иметь в цифровой форме. Последнее обстоятельство способствует применению приближенных методов получения цифровых эквивалентов параметров движения косвенным путем, например выделением ЭДС вращения вентильного двигателя и последующего ее кодирования АЦП.

Однако из-за значительных погрешностей преобразования подобные устройства не могут быть использованы в системах повышенной точности. Поэтому актуальным остается вопрос построения преобразователей параметров движения для низких частот вращения. Они должны обеспечивать необходимые точность, быстродействие и формат, удобный как для автономного использования, так и для работы в комплексе с микроЭВМ.

Наиболее простые ЦПУ накапливающего типа можно использовать для измерений скорости методом последовательного счета импульсов за заданный интервал времени или на основе измерения длительностей периодов между этими импульсами путем подсчета сигналов опорной частоты в течение указанных периодов [3].

Первый метод, реализующий счет импульсов ЦПУ и иногда называемый методом линейной функции, обеспечивает измерение только средней частоты. Его точность зависит от стабильности интервала счета, а разрешающая способность изменяется со скоростью. Для примера рассмотрим кодовый диск со 100 сегментами при времени счета 6 с. При частоте вращения 10 об/мин разрешение составит только 1 : 100, поскольку счетчик будет подсчитывать число импульсов за десять оборотов. При частоте вращения 6000 об/мин разрешение будет составлять 1 : 60 000. Измерение очень низких скоростей затруднено.

Основные элементы этой системы показаны на рис. 21.1. Генератор опорной частоты *Г* формирует импульсы, которые отпирают ключ *Кл* на задан-

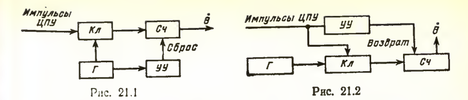


Рис. 21.1 Рис. 21.2

ный интервал времени, возвращают счетчик *Сч* в исходное состояние перед каждым циклом счета и одновременно обеспечивают выдачу цифрового выходного сигнала. При измерениях, кроме того, можно фиксировать и направление вращения, если использовать для этого соответствующий детектор.

Второй метод (метод обратной функции) имеет максимальную разрешающую способность на сверхнизких скоростях и минимальную на высоких. В схеме, показанной на рис. 21.2, предусмотрен генератор опорной частоты *Г* (1 МГц), импульсы с которого стробируются каждым импульсом с диска. Импульсы опорной частоты проходят в счетчик. Схема логического устройства управления *УУ* необходима для возврата счетчика *Сч* в исходное состояние и образования выходного сигнала на каждом импульсе кодирующего диска. Для рассмотренного случая со 100-сегментным диском при частоте импульсов заполнения 1 МГц и частоте вращения 10 об/мин каждый сегмент проходится за 0,06 с. При этом в счетчик попадает 60 000 импульсов, т. е. разрешающая способность 1 : 60 000. При частоте вращения 600 об/мин разрешающая способность снижается до 1 : 100.

Длительности интервалов измерения в первой системе выбираются исходя из диапазона измеряемых скоростей и требуемого разрешения. Во второй системе длительности измеряемых периодов определяются числом сегментов на диске и частотой вращения. В обоих системах работу счетчика можно запрограммировать в соответствии со значением опорной частоты и числом сегментов на диске, так что при этом индикация результатов измерений обеспечивается либо в оборотах в минуту, либо в радианах в секунду.

Преимущество второго метода состоит в том, что он дает информацию о мгновенной частоте вращения для конкретных углов поворота в пределах каждого оборота. Это позволит выявлять изменение скорости в переходных режимах. Число замеров скорости на оборот связано с числом сегментов диска.

Если для съема сигналов с диска используется только один приемник, то существенно, чтобы сегменты распределялись равномерно по окружности диска, поскольку число подсчитанных импульсов опорной частоты зависит от времени, на которое ключ *Кл* открывается каждым из сегментов. При неравенстве расстояний между сегментами возникают вариации в замерах частоты вращения. Влияние погрешностей диска можно уменьшить, используя два или более приемника, разнесенных по окружности диска на равные расстояния. Выходной сигнал каждого из приемников подается в логическую схему. Импульс на ее выходе формируется только в случае, когда срабатывают два (или три) приемника. Это ведет к усреднению геометрических погрешностей диска.

Третий метод цифровой тахометрии основан на использовании абсолютного кодирующего преобразователя и цифровой стробирующей схемы. Могут использоваться два варианта.

При первом производится стробирование или считывание за данный интервал времени двух значений выходного сигнала кодирующего преобразователя.

Разность кодов отражает угловое смещение, по которому можно определить скорость. Здесь требуется весьма сложный цифровой процессор либо ЭВМ, выполняющая стробирование, последующее считывание и вычисление.

Второй вариант схемы цифрового тахометра с абсолютным кодирующим преобразователем показан на рис. 21.3. Он предусматривает применение двух присоединенных к выходу преобразователя цифровых компараторов, которые фиксируют появление двух выбранных выходных кодов преобразователя, соответствующих известным угловым смещениям. Выходные сигналы цифровых компараторов *ЦК1* и *ЦК2* управляют пропусканием импульсов опорной частоты в счетчик *Сч* за время, в течение которого диск переместится между двумя выбранными положениями.

Особый интерес представляет метод [3, 84], позволяющий преобразовать скорость и ускорение вращения в код. Он обеспечивает точное определение скорости в широком диапазоне, включая скорости, близкие к нулю, и позволяет регистрировать переходные процессы по скорости. Система измерения скорости, реализующая этот метод, достаточно сложна и кроме импульсного датчика содержит приводное устройство и цифровой вычислитель (процессор) [85].

Устройство этой системы показано на рис. 21.4. Она по существу измеряет продолжительность отработки заданного углового смещения и вычисляет угловую скорость по значению полученного времени. Диск датчика закрепляется на валу, угловая скорость которого измеряется. Приемник и источник света помещены в барабан, который вращается синхронным электродвигателем в противоположном направлении с известной постоянной угловой скоростью.

Рис. 21.3

Рис. 21.5

Рис. 21.4

Если через f_0 обозначить частоту вращения барабана, которая должна быть весьма стабильной, а через f_m — измеряемую частоту вращения, то частота следования импульсов

$$f = f_m + f_0 = \frac{k}{t}, \tag{21.1}$$

где

$$k = \frac{1}{N_m D}; \tag{21.2}$$

N_m — число щелей на диске; D — число чувствительных элементов; t — измеренный интервал между двумя импульсами.

Выражение (21.1) можно представить в виде

$$f_m = k/t - f_0 \tag{21.3}$$

или

$$TF_m + TF_0 = k. \tag{21.4}$$

Переход от (21.3) к (21.4) возможен при таком масштабировании, когда используются только целые числа и прописные символы представляют эти числа. Предположим, что

$$F_0 = \sum_{i=0}^{N} \alpha_i \cdot 2^i, \tag{21.5}$$

где коэффициенты $\alpha_i = 0$ или $\alpha_i = 1$ известны и записаны во вспомогательном циклическом регистре сдвига. Алгоритм для определения F_m представлен на рис. 21.5. Операция, реализуемая первой его частью, может быть представлена как

$$k_1 = k - T \sum_{i=0}^{N} \alpha_i \cdot 2^i. \tag{21.6}$$

Подстановка (21.6) в (21.4) дает

$$F_m T = k_1. \tag{21.7}$$

Удобно представить F_m в двоичной форме:

$$F_m = \sum_{i=0}^{M-1} \alpha_i \cdot 2^i, \tag{21.8}$$

где α_i равно 1 или 0.

Двоичное деление осуществляется как поиск коэффициентов путем выполнения последовательности операций сдвига и сложения.

Структура устройства реализующего весь алгоритм преобразования, представлена на рис. 21.6. Основная часть устройства состоит из логической импульсной схемы, формирующей в необходимые моменты импульсы сдвига и переноса. Последний одновременно вводит числа в разные регистры. Время вычисления одного значения скорости устройством по рис. 21.6 — 22 мкс.

На выходе импульсного датчика формируется последовательность импульсных сигналов, которая используется для управления пропусканием импульсов

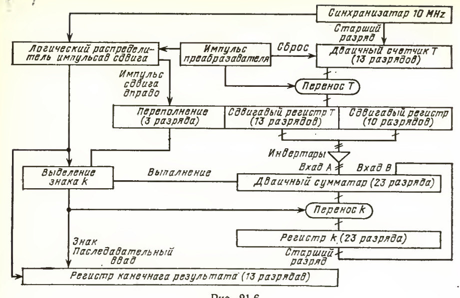


Рис. 21.6

генератора опорной частоты 10 МГц на счетчик. Счетчик фиксирует частоту вращения вала относительно барабана, угловая скорость которого является опорной. Для нахождения абсолютной угловой скорости вала из относительной угловой скорости вычитается известная опорная угловая скорость барабана. Последняя заранее измеряется при неподвижном вале. Точность метода не только определяется точностью изготовления диска, но зависит одновременно и от скорости барабана, которая должна оставаться постоянной.

Погрешность вычисления по алгоритму, представленному на рис. 21.5, зависит от длины регистров, которая выбирается с учетом требуемых точности и разрешающей способности. Погрешность измерения скорости с процессором, представленным на рис. 21.6, не превышает 0,2% при разрешающей способности 0,1 рад/с (на одном обороте вала). Операция вычитания опорной скорости вызывает задержку преобразования текущей скорости.

Рассмотренный принцип построения цифрового тахометра может быть видоизменен для определения изменения скорости в двух последовательных интервалах времени измерения, т. е. ускорения. Алгоритм работы такого цифрового акселерометра аналогичен алгоритму тахометра и включает деление замеренного изменения скорости на временной интервал *T*. Благодаря высокому быстродействию цифрового тахометра достигается достаточно высокая точность измерения ускорения. Однако прямой перенос изложенных принципов приводит к резкому усложнению устройства.

Более простым является компромиссный способ, состоящий в учете изменения скорости в течение фиксированного интервала времени, например 10 мс, и непосредственном использовании этого изменения в качестве меры ускорения. Очевидно, результат в этом случае будет более приближенным, чем при

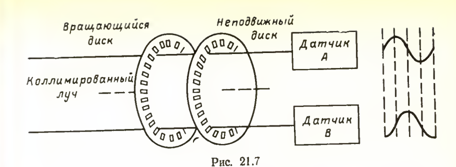


Рис. 21.7

делении на T, но он будет более достоверным, чем полученный способами с низким быстродействием тахометра.

Общим недостатком рассмотренных построений является их сложность.

Определенное упрощение построения достигается при использовании аналого-цифровых методов преобразования и использовании в качестве первичного преобразователя ПП совмещенного преобразователя угла и скорости. Примером такого построения служит тахометрический преобразователь [75]. Оптический ПП формирует два квазигармонических сигнала FTA и FTB, сдвинутых относительно друг друга на 90°, причем взаимное опережение или отставание определяется направлением вращения двигателя, а частота пропорциональна частоте вращения (рис. 21.7).

Отсчетная часть преобразователя выполнена в виде интегральной схемы ИС L290 (рис. 21.8). Ее основная задача состоит в преобразовании частоты вход-

Рис. 21.8

ного сигнала, прямо пропорциональной частоте вращения двигателя, в напряжение тахосигнала. Функция, выполняемая ИС L290, аналитически описывается выражением: выходной сигнал (тахосигнал)

$$\frac{dU_{AA}}{dt}\frac{FTB}{|FTB|}-\frac{dU_{AB}}{dt}\frac{FTA}{|FTA|},$$

где напряжения U_{AA} и U_{AB} получаются в результате усиления сигналов *FTA* и *FTB* усилителями *ОУ1* и *ОУ2* соответственно. Внешняя дифференцирующая *RC*-цепь формирует из U_{AA} и U_{AB} сигналы U_{MA} и U_{MB}, поступающие на входящие в состав ИМС умножители.

На второй вход каждого умножителя подается знак недифференцированного напряжения, присутствующего на первом входе другого умножителя и формируемого усилителями-ограничителями *C1* и *C2*. Сигналы с выходов умножителей, обозначенные *CSA* и *CSB*, суммируются усилителем *ОУ3* и дают результирующий выходной тахосигнал.

Полярность тахосигнала указывает на направление вращения датчика. Форма сигнала при вращении по часовой стрелке показана на рис. 21.8. При вращении против часовой стрелки фазовый сигнал меняется с +90° на —90°. Если опорной считать фазу сигнала, получающегося из *FTA*, то при вращении против часовой стрелки сигнал, получающийся из *FTB*, является инверсией того же сигнала при вращении по часовой стрелке. В результате выпрямленные синусоиды *CSA* и *CSB* изменяют знак, как и полный тахосигнал.

Такой метод получения тахосигнала имеет много преимуществ.

Во-первых, пульсации сигнала получаются небольшими, так как положительные и отрицательные пики двух выпрямленных сигналов *CSA* и *CSB* компенсируют друг друга при сложении.

Во-вторых, частота пульсаций в 4 раза выше основной, т. е. достаточно велика, чтобы отфильтровать ее, не внося излишней инерционности в контур управления, и работать поэтому в широкой полосе.

И, наконец, можно пользоваться информацией тахометра в реальном времени с задержкой всего в пределах четверти периода.

Все это весьма существенно для системы, которая должна иметь высокие динамические показатели.

Кроме тахосигнала L290 формирует из U_{AA} и U_{AB} с помощью усилителей-ограничителей *C3* и *C4* импульсные последовательности *STA* и *STB*, которые подсчитываются микропроцессором и служат мерой перемещения вала.

Применение аналого-цифровых методов обработки сигналов инкрементальных (импульсных) первичных преобразователей упрощает процесс получения цифровых эквивалентов угла и скорости по сравнению с кодовыми ЦПУ, но ставит задачу устранения неоднозначности позиционирования. Эти ограничения наряду с высокой стоимостью [73], пониженной устойчивостью к воздействию внешних факторов и рядом конструктивных ограничений заставляет искать иные пути построения цифровых тахометров.

В настоящее время, как уже отмечалось, все большее распространение получают преобразователи угол—амплитуда—код с СКВТ в силу ряда их достоинств: существенного упрощения источника питания, возможности использования СКВТ, не имеющих квадратурной обмотки. Поэтому актуальна задача построения преобразователя скорость—код с первичным преобразователем в амплитудном режиме. Это в первую очередь относится к циклическим ЦПП.

Что касается следящих ЦПП, то они обладают повышенными функциональными возможностями в части формирования в тракте рассогласования аналоговых сигналов, пропорциональных угловой скорости и ускорению изменения входного воздействия. Коды скорости и ускорения могут быть получены в них преобразованием сигнала рассогласования посредством дополнительного АЦП, например БИС К572ПВ1 [68]. Сигнал, пропорциональный скорости, формируется в точке A, а сигнал, пропорциональный ускорению, — в точке B (см. рис. 13.7).

Эффективным средством повышения достоверности формирования цифровых эквивалентов скорости и ускорения является в этом случае увеличение разрешающей способности ЦПП (см. гл. 19 и 20).

21.2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СКОРОСТИ НА ОСНОВЕ СКВТ

Сигнал, пропорциональный скорости изменения преобразуемого угла, желательно получать от этого же первичного преобразователя ПП, так как в большинстве применений размещение дополнительного ПП нежелательно [22]. Это обстоятельство заставляет исследовать пути совершенствования преобразователей параметров движения в код с одним ПП и последующим преобразованием его выходных сигналов в коды угла и скорости. Рассмотренный выше вариант с оптическим совмещенным датчиком помимо известных недостатков число-импульсных датчиков характеризуется низкой информационной емкостью как по углу, так и по скорости. Аналоговые, цифровые и комбинированные методы получения информации о скорости предусматривают операцию дифференцирования физических величин, представляющих угловую информацию.

Как отмечалось выше, для получения угловой скорости могут быть использованы и кодовые преобразователи (КП). При этом угловую скорость определяют методом цифрового дифференцирования эквивалента угла. Следует отметить, что связанные с этим вычисления, которые выполняются управляющей микроЭВМ, требуют больших затрат машинного времени, что в быстродействующих системах неприемлемо. Это наряду с высокой стоимостью и отмеченными выше недостатками препятствует широкому внедрению кодовых и накапливающих ПП в устройства, где традиционно используются аналоговые преобразователи.

Аналоговый сигнал, пропорциональный частоте вращения СКВТ, может быть получен с помощью устройства [а. с. 556384 (СССР)], функциональная схема которого представлена на рис. 21.9.

Она содержит *СКВТ*, амплитудные демодуляторы *АД1* и *АД2*, множительные устройства *МУ1* и *МУ2*, схему сравнения *СС*, линейный фильтр *ЛФ*, интегратор *ИР*, нелинейные элементы *НЭ1* и *НЭ2* (функциональные преобразователи) соответственно с синусной и косинусной характеристикой.

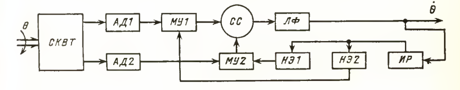


Рис. 21.9

Устройство работает следующим образом.

На первые входы $МУ_i$ соответственно поступают с демодуляторов $АД_i$ сигналы вида

$$S_1=A_0\sin\theta;\ S_2=A_0\cos\theta,$$

где θ — угол поворота ротора *СКВТ*.

На вторые входы $МУ_i$ соответственно поступают сигналы с элементов $НЭ_i$

$$S_1{}^*=A_0\cos\theta^*;\ S_2{}^*=A_0\sin\theta^*, \qquad (21.9)$$

где θ^* — интеграл от скорости изменения значения угла.

Выходные сигналы $МУ_i$ вида

$$S_{2M}=A_0{}^2\cos\theta\sin\theta^*, \qquad (21.10)$$

$$S_{1M}=A_0{}^2\sin\theta\cos\theta^*, \qquad (21.11)$$

поступают на схему *СС*, с выхода которой снимается сигнал

$$S=A_0{}^2\sin(\theta-\theta^*)\approx A_0{}^2(\theta-\theta^*), \qquad (21.12)$$

т. е. сигнал, пропорциональный разности истинного угла θ и измеренного θ^* (сигнал ошибки).

Этот сигнал усиливается с одновременным подавлением шумов на *ЛФ*, передаточная функция которого

$$W(p)=Kp/(p^2+bp+c). \qquad (21.13)$$

Усиленный сигнал ошибки интегрируется интегратором до тех пор, пока истинное значение угла θ не будет близким к измеренному $\theta^*(\theta\approx\theta^*)$, т. е. рассматриваемая схема устройства (рис. 21.9) представляет собой следящую систему. С выхода интегратора снимается сигнал, равный измеренному значению угла

$$\theta^*=\int_0^T\theta\,dt.$$

Следовательно, на его входе или на выходе преобразователя получим сигнал, пропорциональный производной от угла поворота $\dot\theta$ ротора СКВТ.

Такое построение преобразователя угловой скорости обеспечивает получение производной от угла поворота ротора СКВТ с одновременной фильтрацией помех, при этом значительно повышается точность дифференцирования. Путем двойного дифференцирования с одновременной фильтрацией помех можно получить с фазовращателя аналоговый сигнал, характеризующий его угловое ускорение [а. с. 523356 (СССР)].

Недостатком преобразователя (рис. 21.9) является низкая точность измерения (особенно в динамике) из-за наличия в нем двух множительных устройств, которые вносят существенную погрешность при широком диапазоне изменения входных сигналов, двух нелинейных преобразователей, идентичности которых добиться затруднительно, и фильтра на выходе устройства.

С целью повышения точности предложено иное построение аналогового преобразователя скоростного сигнала из выходных сигналов СКВТ [а. с. 1010566 (СССР)].

На рис. 21.10 представлена его функциональная схема.

С выходов СКВТ на входы блоков дифференцирования поступают сигналы $\sin\theta$ и $\cos\theta$. После дифференцирования указанных сигналов, выделения модулей и суммирования с помощью сумматора на первый вход блока деления поступает сигнал

$$U_1 = \left|\frac{d\theta}{dt}\cos\theta\right| + \left|\frac{d\theta}{dt}\sin\theta\right|. \tag{21.14}$$

На второй вход блока деления поступает сигнал $U_2 = |\cos\theta| + |\sin\theta|$. В результате деления на выходе блока деления получают сигнал, соответствующий модулю сигнала скорости:

$$U_{\text{вых}} = \left|\frac{d\theta}{dt}\right|,$$

Недостатком этого способа является необходимость операции дифференцирования, которая при выполнении на аналоговых устройствах имеет ограниченную точность. Кроме того, при работе с СКВТ пульсации напряжения питания будут усиливаться блоком дифференцирования, что приведет к снижению точности устройства и ограничит нижний диапазон измеряемых скоростей.

Известен способ определения частоты вращения вала, в котором этот недостаток устранен путем преобразования выходных гармонических сигналов

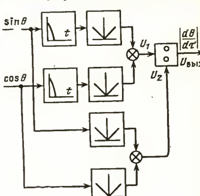
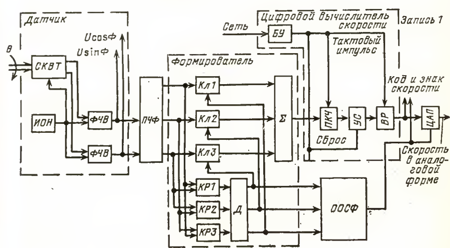


Рис. 21.10

Рис. 21.11



датчика в пилообразный сигнал, скорость изменения которого пропорциональна частоте вращения вала [а. с. 864131 (СССР)].

На рис. 21.11 представлена функциональная схема устройства.

Устройство состоит из *СКВТ*, частота вращения которого измеряется, преобразователя числа фаз *ПЧФ*, формирователя пилообразного напряжения, цифрового вычислителя скорости изменения пилообразного напряжения, *ЦАП*, определителя очередности следования фаз *ООСФ*. Питание обмотки возбуждения *СКВТ* осуществляется от источника опорного напряжения *ИОН*. Выходные обмотки *СКВТ* подключены к фазочувствительным выпрямителям *ФЧВ*, опорным сигналом для которых служит напряжение *ИОН*. На выходах выпрямителей имеются сигналы, являющиеся гармоническими функциями синуса и косинуса угла поворота *СКВТ*.

Двухфазная система сигналов поступает на входы преобразователя числа фаз *ПЧФ*, на выходах которого формируется трехфазная система сигналов. Формирователь пилообразного напряжения содержит три ключа *Кл1—Кл3*, три компаратора *КР1—КР3*, дешифратор *Д* и аналоговый сумматор.

С помощью компараторов и дешифратора формируются импульсы управления ключами, на входы которых поступает трехфазное напряжение от преобразователя числа фаз. На выходах ключей формируются сигналы, представляющие собой линейные участки синусоид напряжений, формируемых на выходе преобразователя числа фаз. Длина участков соответствует 60°, а середины участков совпадают с нулевыми значениями синусоид напряжения. Сформированные на выходах ключей линейные участки синусоид суммируются аналоговым сумматором, на выходе которого формируется пилообразное напряжение, скорости нарастания спада которого (скорость изменения) пропорциональны измеряемой скорости.

Пилообразное напряжение с выхода формирователя поступает на вход цифрового вычислителя, который содержит блок преобразования крутизны пилы в частоту импульсов и узел счета импульсов за фиксированный интервал времени. С помощью преобразователя крутизны пилы измеряемая скорость вала представляется в виде частоты импульсов, а с помощью узла счета — в виде параллельного двоичного кода. Для декодирования кода скорости используется ЦАП, на выходе которого формируется скорость в аналоговой форме.

Недостатком этого способа является наличие большого числа аналоговых устройств, к которым предъявляются повышенные требования по точности и стабильности, что затрудняет техническую реализацию измерителя скорости с высокими метрологическими параметрами.

21.3. ЦИФРОВОЙ ТАХОМЕТР С СКВТ

В том случае, когда в канале преобразования угла используется циклический преобразователь угол — амплитуда — код с СКВТ, цифровой эквивалент скорости может быть сформирован отдельной отсчетной частью по сигналам единого первичного преобразователя.

С целью уменьшения методической составляющей ошибки и увеличения разрешающей способности предложена структура построения, в котором N определяется выражением

$$N = \frac{2ff_{вр}}{f_0^2\,[1-(f_{вр}/f_0)^2]}. \qquad (21.15)$$

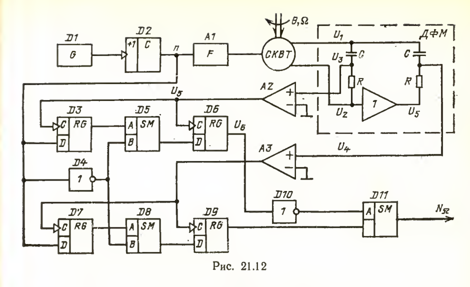


Рис. 21.12

Таким образом, разрешающая способность преобразователя увеличивается в 2 раза, а диапазон работы при фиксированной методической погрешности расширяется на порядок по сравнению с вариантом запитки СКВТ вращающимся полем, показатели которого были определены в гл. 8.

Функциональная схема преобразователя приведена на рис. 21.12 [76]. Импульсы частоты f генератора *D1* поступают на счетчик *D2* емкостью N, который формирует линейно нарастающий код n (цифровую «пилу») с периодом $T_0 = Nf^{-1}$ (рис. 21.13). Формирователь *A1* (см. рис. 21.12) преобразует выходной сигнал с *D2* путем фильтрации в синусоидальное напряжение частоты $\omega_0 = 2\pi T_0^{-1}$. Это напряжение создает в СКВТ пульсирующее поле, которое наводит в его выходных обмотках напряжения U_1 и U_2. Эти напряжения в относительных единицах можно представить в виде

$$U_1 = [1 + (\Omega/\omega_0)]\cos(\omega_0 + \Omega)t + [1 - (\Omega/\omega_0)]\cos(\omega_0 - \Omega)t; \qquad (21.16)$$

$$U_2 = [1 + (\Omega/\omega_0)]\sin(\omega_0 + \Omega)t - [1 - (\Omega/\omega_0)]\sin(\omega_0 - \Omega)t. \qquad (21.17)$$

Принцип работы тахометра основан на том, что напряжения U_1 и U_2 содержат две гармонические составляющие: одну — частоты, равной сумме частот питания ω_0 и вращения Ω СКВТ, а вторую — частоты, равной их разно-

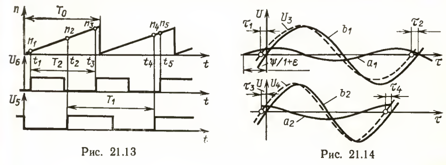


Рис. 21.13

Рис. 21.14

сти. Эти составляющие можно выделить при помощи двойного фазовращающего моста *ДФМ*. Мост содержит две *RC*-цепи с постоянными времени $T = RC = (2\pi f_0)^{-1} = \omega_0^{-1}$ и инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, равным 1. Его выходное напряжение в относительных единицах

$$U_1 = -U_2 = -(\omega_0 + \Omega)\sin(\omega_0 + \Omega)t + (\omega_0 - \Omega)\sin(\omega_0 - \Omega)t. \quad (21.18)$$

Выходные напряжения моста в комплексной форме могут быть записаны в виде

$$\dot U_3 = \frac{R}{R + 1/(j\omega c)}\dot U_1 + \frac{1/(j\omega c)}{R - (1/j\omega c)}\dot U_2; \quad (21.19)$$

$$U_4 = \frac{R}{R + 1/(j\omega c)}\dot U_1 = \frac{1/(j\omega c)}{R + 1/(j\omega c)}\dot U_2, \quad (21.20)$$

где $\omega = \omega_0 + \Omega$ для первого слагаемого в (21.16) и (21.17); $\omega = \omega_0 - \Omega$ для второго слагаемого в (21.16) и (21.17). С учетом (21.16), (21.17) после несложных преобразований из (21.19), (21.20) можно получить выходные напряжения моста в виде (рис. 21.14)

$$U_3 = \frac{\varepsilon(1+\varepsilon)}{\sqrt{1 + (1+\varepsilon)^2}}\sin[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_1] - \frac{(1-\varepsilon)(2-\varepsilon)}{\sqrt{1 + (1-\varepsilon)^2}}\sin[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_2]; \quad (21.21)$$

$$U_4 = \frac{(1+\varepsilon)(2+\varepsilon)}{\sqrt{1 + (1+\varepsilon)^2}}\sin[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_1] + \frac{\varepsilon(1-\varepsilon)}{\sqrt{1 + (1+\varepsilon)^2}}\sin[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_2] \quad (21.22)$$

где $\varepsilon = \Omega/\omega_0$; φ_1, φ_2 — начальные фазы составляющих. Если $\Omega \gg \omega_0$, то

$$U_3 \approx \sqrt{2}\sin[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_3]; \quad (21.23)$$

$$U_4 \approx \sqrt{2}\sin[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_4]. \quad (21.24)$$

Измеряя отклонения периодов T_1 и T_2 этих составляющих от периода T_0, можно определить частоту вращения Ω. По каждой составляющей частоту определяют с методической погрешностью, близкой к Ω/ω_0. При вычитании отклонений периодов частота Ω удваивается, а первые степени отношения Ω/ω_0 погрешности компенсируются. Измерения проводят в импульсной форме, для чего U_3 и U_4 преобразуют формирователями *А2* и *А3* в прямоугольные напряжения

$$U_5 = \text{sign}\,\sin[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_3]; \quad (21.25)$$

$$U_6 = \text{sign}\,\sin[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_4]. \quad (21.26)$$

Цифровая отсчетная часть тахометра (рис. 21.12) содержит четыре регистра, три сумматора и два инвертора. Регистры *D3*, *D6*, *D7* и *D9* представляют собой параллельные *m*-разрядные регистры хранения кода, информация в которые записывается в момент прихода на их входы синхронизации фронта импульса. Инверторы *D4*, *D10* выполняют логическую функцию НЕ и служат для получения инверсного кода. Сумматоры *D5*, *D8* и *D11* комбинационные параллельные, число разрядов *m*.

Следует отметить, что функции цифровой отсчетной части *D3—D11* тахометра могут выполняться микроЭВМ по соответствующей подпрограмме при наличии резерва машинного времени [68].

Как уже отмечалось, по импульсам генератора счетчик формирует «цифровую пилу», которая описывается выражением

$$n = \text{ЦЧ}[f(t-kT_0)], \qquad (21.27)$$

где $k = \text{ЦЧ}[t \cdot T_0^{-1}]$.

ЦЧ — символ взятия целой части, отражает процесс квантования (в дальнейшем символ ЦЧ опущен).

В момент времени t_1 фронтом сигнала U_6 в регистр *D7* записывается значение кода $n = ft_1$ (рис. 21.13); в момент времени t_2 фронтом U_5 в регистр *D3* записывается значение кода $n = ft_2$.

Заметим, что на выходах счетчика *D2* и регистров *D3*, *D8* мы имеем дело только с положительными числами, максимальное значение которых, как известно, равно $N = 2^m - 1$. Эти числа представляются прямым m-разрядным кодом без знакового разряда. На выходах сумматоров *D5*, *D8* и *D11* и регистров *D6*, *D9* числа могут быть как положительными, так и отрицательными. Они представляются дополнительным m-разрядным кодом, причем старший разряд — знаковый. Диапазон изменения чисел — от $-(N+1)/2$ до $+(N-1)/2$. При переполнении сумматоров перенос в $(m+1)$-й разряд отбрасывается. После этого предварительного замечания продолжим рассмотрение работы тахометра.

С помощью инвертора *D4* и сумматора *D8* на входе регистра *D9* формируется код

$$F_8 = \begin{cases} n_1 - n, & \text{если } n_1 - n > -\dfrac{N+1}{2}; \\ n_1 - n + N, & \text{если } n_1 - n \leqslant -\dfrac{N+1}{2}. \end{cases} \qquad (21.28)$$

В момент времени t_3 код $F_8 = n_1 - n_3 + N$, поскольку $n_1 - n_3 < \dfrac{N+1}{2}$ (рис. 21.13), а $n_3 = ft_3$. Фронтом U_6 записывается в регистр *D9*, одновременно в регистр *D7* записывается число n_3. Можно записать

$$F_9 = n_1 - n_3 + N = ft_1 - ft_3 + fT_0 = f(T_0 - T_2). \qquad (21.29)$$

С помощью инвертора *D4* и сумматора *D5* на входе регистра *D6* формируется код

$$F_5 = \begin{cases} n_2 - n, & \text{если } n_2 - n > \dfrac{N+1}{2}; \\ n_2 - n + N, & \text{если } n_2 - n \leqslant \dfrac{N+1}{2}. \end{cases} \qquad (21.30)$$

В момент времени t_4 код $F_5 = n_2 - n_4$, поскольку $n_2 - n_4 > -\dfrac{N+1}{2}$, где $n_4 = f(t_4 - T_C)$. Фронтом U_5 записывается в регистр *D6*, одновременно в регистр *D3* записывается число n_4. Можно записать

$$F_6 = n_2 - n_4 = ft_2 - ft_4 + fT_0 = f(T_0 - T_1). \qquad (21.31)$$

В момент времени t_5 код $F_8 = n_3 - n_5$, поскольку $n_3 - n_5 > -\dfrac{N+1}{2}$, где $n_5 = f(t_5 - T_0)$. Код F_8 записывается в регистр *D9*, а в регистр *D7* — число n_5. При этом значение $F_9 = f(T_0 - T_2)$ совпадает с (21.29). Далее работа происходит аналогично.

На выходной шине с помощью инвертора *D10* и сумматора *D11* формируется потенциальный код $F_{11}=F_9-F_6$, который в соответствии с полученными соотношениями (21.29) и (21.31) можно представить в виде

$$F_{11}=f(T_0-T_2)-f(T_0-T_1)=f(T_1-T_2). \qquad (21.32)$$

Таким образом, алгоритм получения кода скорости состоит из: 1) вычисления с помощью регистров *D3*, *D6* и сумматора *D5* разности $\Delta T_1=T_0-T_1$; 2) вычисления посредством регистров *D7*, *D9* и сумматора *D8* разности $\Delta T_2=T_0-T_2$; 3) формирования на выходе сумматора *D11* кода $F_{11}=(\Delta T_2-\Delta T_1)f=(T_1-T_2)f$.

Определяя из (21.25) $T_1=2\pi(\omega_0-\Omega)^{-1}$ и из (21.26) $T_2=2\pi(\omega_0+\Omega)^{-1}$, получаем цифровой эквивалент скорости

$$N_\Omega=2\pi f[(\omega_0-\Omega)^{-1}-(\omega_0+\Omega)^{-1}]=N(1-\varepsilon^2)^{-1}\Omega/\omega_0, \qquad (21.33)$$

который формируется с относительной методической погрешностью $\delta_м\approx\varepsilon^2$ [76].

Относительная скоростная погрешность

$$\delta_c=\Delta_c(T_1-T_2)\approx 0{,}5\varepsilon^2(2\psi\sin\psi+\cos 2\psi-7\cos\psi). \qquad (21.34)$$

Исследуя δ_c на экстремум, находим, что при $\psi=5{,}286$ максимальное значение $|\delta_c|_{max}=6{,}5(\Omega/\omega_0)^2$. Для проверки скоростную погрешность рассчитывали по (21.34) и методом итерации по (21.21) и (21.22); результаты расчета сведены в табл. 21.1. Их сопоставление свидетельствует о хорошей сходимости результатов.

Таблица 21.1

ψ	ε	δ_c (по 21.34)	δ_c (21.21) и (21.22)
0	10^{-2} 10^{-3}	$-3{,}00\cdot10^{-4}$ $-3{,}00\cdot10^{-6}$	$-2{,}99\cdot10^{-4}$ $-3{,}00\cdot10^{-6}$
2,734	10^{-2} 10^{-3}	$+4{,}640\cdot10^{-4}$ $+4{,}640\cdot10^{-6}$	$+4{,}633\cdot10^{-4}$ $+4{,}636\cdot10^{-6}$
5,286	10^{-2} 10^{-3}	$-6{,}545\cdot10^{-4}$ $-6{,}545\cdot10^{-6}$	$-6{,}534\cdot10^{-4}$ $-6{,}544\cdot10^{-6}$

Для общепринятой схемы моста [22] скоростная погрешность $\delta_c\approx\approx-\varepsilon\cos\psi$, т. е. в этом случае точность значительно ухудшается.

Суммарная относительная погрешность преобразователя определяется как сумма методической и скоростной погрешностей и составляет

$$\delta_\Sigma=0{,}5\varepsilon^2(2+2\psi\sin\psi+\cos 2\psi-7\cos\psi).$$

Среднее значение

$$\overline{\delta}_\Sigma=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\delta_\Sigma d\psi\approx 0,\ \text{т. е. } \delta_\Sigma=\varepsilon^3.$$

Таким образом, предлагаемое построение преобразователя позволяет уменьшить погрешность измерения скорости: для фазового варианта запитки СКВТ она примерно равна $\varepsilon=\Omega/\omega_0$, а для амплитудного ε^2. Кроме того, существенно упрощается источник опорного напряжения, так как необходимо формировать

одно напряжение, к которому предъявляются требования по гармоническому составу. Использование фазовращателя с вращающимся магнитным полем требует многофазной системы опорных напряжений, отвечающих жестким условиям в отношении амплитуды и гармонического состава. При этом можно применять СКВТ, не имеющие выведенной квадратурной обмотки, что расширяет область использования преобразователя. Это особенно важно для БВТ СКВТ с электрической редукцией [48], что позволяет повысить точность и расширить диапазон измерения угла и скорости. Последнее способствует построению безредукторных сервомеханизмов высокой точности на моментных двигателях, соответствующих современным тенденциям в развитии роботроники [77].

Структурные способы совершенствования ЦПП не исключают алгоритмических методов повышения достоверности формирования цифровых эквивалентов параметров движения, предусматривающих оптимальную фильтрацию сигналов как в аналоговой, так и цифровой форме [3]. В этом плане весьма перспективным является использование в цепях формирования цифровых эквивалентов скорости и ускорения цифровых процессоров аналоговых сигналов ЦПАС [38], обеспечивающих оптимальную фильтрацию и преобразование. Оптимальная обработка цифровых эквивалентов параметров перемещений может производиться и микроЭВМ, обладающей соответствующей производительностью и необходимым программным обеспечением.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВТОРАЯ
ЦПП В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМАХ

22.1. МЕСТО И РОЛЬ ЦПП В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ СИСТЕМАХ

Применение микроЭВМ для целей управления перемещением предполагает наличие двух основных видов операций: сбор информации о состоянии объекта и воздействие на него с целью изменения состояния в соответствии с заданным алгоритмом. Если объект перемещается, то его состояние характеризуется параметрами перемещения: величиной, скоростью и ускорением. Связь объекта с микроЭВМ осуществляется через периферийные устройства, среди которых большое место занимают ЦПП. Качество микропроцессорной системы определяется многими факторами — от характеристик ключевого компонента системы— преобразователя до способа его стыковки с ЭВМ. Структура микроЭВМ, базирующаяся на программном управлении передачей данных, позволяет гибко изменять состав и функции периферийного оборудования, приспосабливая его к требуемой конфигурации.

Поскольку подавляющее большинство выходных сигналов и сигналов управления объектами величины аналоговые, а микропроцессор оперирует цифровой информацией, вопрос преобразования информации из одной формы в другую является весьма существенным. В настоящее время вопросам разработки и взаимодействия микроЭВМ и аналоговой периферии уделяется не меньше внимания, чем самим микропроцессорам. Характерно, что относительный объем периферийных устройств в стоимостном выражении уже сейчас весьма высок и имеет тенденцию к значительному росту [67]. Комплексный подход к решению проблемы периферийного обеспечения микропроцессорных систем привел

к формированию нового направления микросхемотехники — цифровых процессоров аналоговых сигналов ЦПАС [38], которые, однако, не позволяют решить все проблемы, возникающие при сопряжении систем управления перемещением с микроЭВМ. Отсутствие простых и надежных ЦПП сдерживает внедрение микропроцессоров МП в электромеханических САУ и является одной из важных проблем, требующих незамедлительного решения [78].

22.2. ОСОБЕННОСТИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ ЦПП С МП

Решение о выборе того или иного типа преобразователя, наиболее соответствующего данному приложению, редко бывает однозначным. ЦПП, реализованные по различным принципам, как показано выше, существенно различаются быстродействием, точностью и размерами. В зависимости от области применения можно выделить несколько групп преобразователей и сформулировать требования к их основным характеристикам: разрешающей способности, точности, быстродействию, используемому методу преобразования.

Рекомендации о выборе разрешающей способности и точности датчиков, изложенные в [67], применимы к сервомеханизмам роботов и манипуляторов первого поколения. Допустимый уровень погрешности в современных робототехнических системах более высокого уровня чрезвычайно низок. Например, у сварочного робота с вылетом руки 1 м при заданной точности позиционирования 0,1 мм допустимая суммарная погрешность 0,01%, что требует точности работы элементов его системы управления в диапазоне 0,001% [51]. Не во всех случаях справедливо положение о нецелесообразности повышения разрешающей способности ЦПП [67], которая достигается оправданным усложнением микроэлектронной части ЦПП (см. гл. 20).

Современная робототехника, решающая задачи сборки узлов в машиностроении и установки радиоэлементов в приборостроении [77], требует применения преобразователей угол — код с точностью 12—16 бит и разрешающей способностью на 1—4 бита выше гарантированной. Быстродействие таких преобразователей должно находиться в диапазоне 10^3—10^5 преобразований в секунду. Эти параметры должны обеспечиваться во всем диапазоне рабочих температур. Важным требованием к преобразователям угол — код для микропроцессорных систем является помехоустойчивость [3, 51].

В зависимости от пространственной структуры системы могут предъявляться требования к виду связи преобразователей с микроЭВМ и методу передачи информации. Так как датчики систем могут быть удалены от ЭВМ на значительные расстояния, то возникает задача размещения преобразователей. Если они конструктивно объединены с микроЭВМ, то сигналы датчиков будут передаваться к преобразователям по аналоговым линиям связи. Поскольку эти линии обычно подвержены воздействию помех, их целесообразно делать цифровыми. В последние годы благодаря успехам в области разработки преобразователей, их относительной простоте такой подход находит все большее применение. Однако в этом случае преобразователь должен содержать приемопередатчик последовательных сигналов, сопрягаемый с аналогичным оборудованием микроЭВМ [67].

Если линии связи допускают передачу аналоговых сигналов от датчиков к преобразователям, например при управлении сосредоточенными объектами,

то обмен информацией между ЭВМ и преобразователями осуществляется параллельным кодом.

Учитывая, что микроЭВМ все шире используется как встраиваемый элемент систем, целесообразно конструктивно объединять микроЭВМ и набор периферийных модулей. Этот подход получил отражение при создании ЦПАС. Тенденция к интеграции функциональных периферийных модулей расширяет возможности создания систем на базе микроЭВМ. Что касается ЦПП, то при создании этой ветви периферийной техники для МП необходимо шире предусматривать разработку заказных и полузаказных БИС для аналого-цифровой обработки и преобразования измерительных и управляющих сигналов на основе инженерных решений, удовлетворяющих ограничениям по стоимости, надежности и удобству эксплуатации [51, 68]. Безусловно, каждый такой модуль должен иметь унифицированную интерфейсную логику. Обмен информацией между ЦПП и МП осуществляется цифровыми сигналами, что должно обеспечиваться совместимостью логических уровней выходных сигналов преобразователя и соответствующей шины МП.

В системах с микроЭВМ возникает еще один аспект в проблеме выбора преобразователя. Необходимо так организовать взаимодействие комплекса МП—ЦПП, чтобы аппаратурная сложность системы была минимальной и не возникали потери машинного времени. Например, время преобразования ЦПП последовательного приближения и время выполнения операции для МДП микропроцессора являются величинами одного порядка (несколько микросекунд). Поэтому на программный цикл ожидания, в котором находится процессор, когда преобразователь выполняет свою работу, не теряется много машинного времени. Такое сочетание является оптимальным, если необходимо обслуживать много каналов аналоговых данных, а информация по отдельным каналам требует лишь минимальной обработки.

Эта особенность учтена в преобразователе (см. § 15.2), где существенное снижение потерь машинного времени достигается при использовании в отсчетной части многоканальной системы ЦПУ параллельного действия, в котором время преобразования в одном канале соизмеримо с временем цикла микроЭВМ.

Эффективность взаимодействия комплекса ЦПП — МП возрастает при использовании функциональных преобразователей, позволяющих экономить машинное время МП за счет формирования ЦПП кодов проекций. Как отмечалось, время исполнения операции вычисления $\sin X$ и $\cos X$ микроЭВМ «Электроника-60» в системе управления роботами «Универсал-15» и ПРЭМ-25 составляет 4300 мкс, а $\operatorname{arctg} X$ — 3100 мкс. Столь высокие затраты машинного времени не позволяют использовать микроЭВМ для выполнения собственных функциональных преобразований ЦПП, цифрового дифференцирования для получения цифровых эквивалентов скорости и ускорения в быстродействующих микропроцессорных системах.

В этом плане перспективны работы по созданию многофункциональных преобразователей параметров движения в код на основе СКВТ с вращающимся и пульсирующим полем. Они позволяют в одной или раздельных отсчетных частях осуществить параллельное формирование цифровых эквивалентов угла, скорости и ускорения для последовательного или параллельного ввода их в микроЭВМ. Это упрощает обмен информацией между вычислителем и системой,

повышает темп обмена и способствует повышению динамических и точностных показателей комплекса [68].

Когда ЦПП работает в непрерывном режиме, ЭВМ может рассматривать его как постоянную память, работающую только на считывание. Для одноканального малоразрядного ЦПП подобная схема может быть вполне приемлемой. Однако в большинстве случаев сопряжения ЭВМ с ЦПП требуется возможность работы с прерыванием. Кроме сигналов *Чтение — Запись* необходимы сигналы типа *Готовность*. МикроЭВМ анализирует сигнал *Готовность*, чтобы не считать ошибочные данные до завершения преобразования.

Это особенно важно для следящих ЦПП, которые в отличие от кодовых датчиков невозможно подключить непосредственно к шинам МП. Съем данных в них более сложен, чем в циклических ЦПП, где возможно считывание с фиксированной задержкой после появления на выходе ЦПП сигнала *Конец преобразования*. В связи с непрерывным процессом слежения данные в момент отсчета изменяются, в результате чего могут возникнуть значительные ошибки.

Во многих случаях выход из положения заключается в том, чтобы остановить преобразователь и снять установившиеся данные, но это недопустимо в быстродействующих системах, поскольку после отсчета преобразователю требуется время на установление в соответствии с новыми данными, которые изменились, пока он не работал. Это время установления для большинства следящих ЦПП превышает 100 мс [39].

Для определения моментов времени, когда выход установился, можно использовать сигнал *Занят* (рис. 22.1), формируемый одновибратором *ОВ2*. Этот выходной сигнал имеет активный логический уровень во время смены выходного кода и предназначен для формирования в момент своего окончания строба записи в буферные регистры *БР*. Использование сигнала *Занят* для определе-

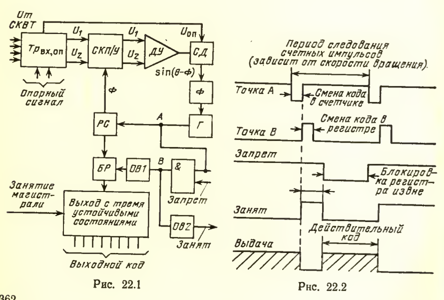


Рис. 22.1

Рис. 22.2

ния момента установления выхода сопряжено с усложнением устройства сопряжения [39].

Вторым сигналом, используемым для управления выдачей данных следящего ЦПП, является входной сигнал *Запрет*. Он позволяет исключить смену выходного кода на время его вывода и должен быть снят к приходу следующего сигнала *Занят*.

Устройство сопряжения следящего ЦПП с МП (рис. 22.1) содержит схемы сопряжения с магистралью данных, имеющие умощненный выход с тремя состояниями «прозрачный регистр» [86]. Два из них — логические 0 и 1, а третье — состояние высокого выходного сопротивления, что эквивалентно отключению ЦПП от внешней магистрали данных. Съем данных может производиться в любой момент благодаря логическому исключению возможности искажения информации из-за совпадения моментов смены и фиксации данных в *БР*.

Поэтому становится возможен съем без прерывания слежения ЦПП и сопряжение по принципу распределенной памяти с большинством 8- и 16-разрядных МП.

В буферные регистры *БР* код заносится после каждого единичного изменения содержимого реверсивного счетчика. Для этого счетный импульс запускает одновибратор *ОВ1*, который разрешает запись в регистры на некоторое время $T_1 \approx 150$ нс, достаточное для смены кода, после чего запрещает смену кода на остаток периода следования до следующего счетного импульса (рис. 22.2). Одновременно с одновибратором *ОВ1* запускается одновибратор *ОВ2* на время $T_2 \approx 330$ нс, которое превышает время T_1, что гарантирует наличие сигнала *Занят* в граничных временных ситуациях.

Сигнал *Запрет* позволяет защитить выход на время выдачи кода от случайных сбоев и должен быть в этом случае сброшен после каждой выдачи для очередной записи в регистры. Кроме того, сигнал *Запрет* дает возможность зафиксировать в выходных регистрах значение угла в любой момент времени, не нарушая работы реверсивного счетчика. При этом после снятия сигнала *Запрет* текущий результат устанавливается в регистрах за *Время установления результата*, оговариваемого в паспортных данных ЦПП [39].

Следует отметить, что определенное упрощение сопряжения МП с ЦПП достигается при выполнении последнего по схеме с переменной стуктурой (см. § 14.3).

Путем введения дополнительного регистра достигается ие только удобство сопряжения, но и существенное, более чем иа два порядка, снижение *Времени установления результата*, что важно в быстродействующих микропроцессорных системах [68].

Еще один способ экономии машинного времени при работе микроЭВМ совместно с ЦПП состоит в том, что модуль ЦПП имеет несколько выходных регистров (до четырех), в которых хранятся выходные данные до тех пор, пока ЭВМ ие запросит их. Поскольку время преобразования, как правило, превышает время цикла микроЭВМ, ЦПП может работать непрерывно, не дожидаясь, пока в магистраль будут считаны данные предыдущего измерения.

В мультиплексных ЦПП непроизводительные затраты машинного времени можно уменьшить, переводя регистр выбора канала в режим счетчика, так, чтобы с каждым циклом преобразования в счетчике прибавлялась единица, обеспечивая автоматическое последовательное многоканальное сканирование [67].

22.3. ОРГАНИЗАЦИЯ ПРОГРАММНОЙ И АППАРАТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЦПП В МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМЕ

Непременным условием успешного взаимодействия ЦПП с МП является их программная и аппаратная совместимость.

Существует несколько способов организации программной совместимости ЦПП и МП, которые сводятся к двум группам: без прерывания и с прерыванием программы МП. Обращение к преобразователю производится как к ячейке памяти системы или как к внешнему устройству [38].

При работе без прерывания программы МП посылает на ЦПП сигнал начала преобразования и переходит в режим ожидания его результата. Время ожидания результата преобразования и его записи по команде чтения может учитываться в программе МП выполнением ряда команд с заданным временем исполнения. Такой режим работы, при котором преобразователь (периферийное устройство) готов к приему или передаче данных за время, равное времени выполнения заданной команды МП, называют синхронным.

Одна из реализаций данного способа может быть такой. Микропроцессор работает с ЦПП, который является по отношению к нему ЗУ, функционирующим в режимах произвольной выборки и постоянной памяти. В режиме произвольной выборки для запуска ЦПП используется команда МП записи в память. Результат преобразования записывается в МП по команде чтения памяти. В режиме постоянной памяти от МП поступает команда считывания результата предыдущего преобразования, которая автоматически запускает ЦПП в новый цикл преобразования.

Способ обмена данными по опросу заключается в том, что МП или микроЭВМ перед выполнением операции ввода-вывода проверяет состояние периферийного устройства. Если устройство занято, то в программе реализуется переход либо к повторной проверке его состояния, либо к опросу другого устройства. В случае готовности МП или микроЭВМ выдает команду ввода или вывода данных. Такой режим работы, при котором МП перед выполнением операции ввода-вывода данных опрашивает состояние периферийных устройств, называют асинхронным (рис. 22.3). Примером реализации данного способа может служить работа МП с ЦПП, являющимся по отношению к нему ЗУ в режиме медленной памяти. В этом случае ЦПП при обращении к нему по адресу от МП выдает сигнал занятости, по которому МП ожидает окончания преобразования. После записи результата преобразования МП вновь обращается по адресу или выполняет очередную команду.

Способ работы МП или микроЭВМ с периферийными устройствами без прерываний прост и требует минимального числа дополнительных устройств. Но при большой информационной загруженности МП не может длительное время находиться в режиме ожидания. Поэтому более эффективным способом обмена данными является способ с прерыванием программы, при котором для выполнения операции ввода-вывода информации осуществляется прерыванием программы МП (рис. 22.4). Различают два метода прерываний: векторное и простое.

При векторном прерывании преобразователь, инициирующий прерывание, сам посылает адрес своей программы обслуживания (вектор) и не допускает опроса микропроцессором других периферийных устройств. При простом прерывании после получения сигнала на прерывание МП завершает текущую опе-

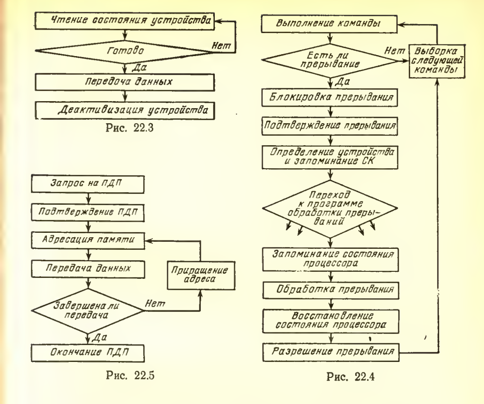


Рис. 22.3

Рис. 22.5

Рис. 22.4

рацию программы и переходит к опросу всех периферийных устройств до выявления преобразователя, требующего обслуживания. Его приоритет определяется местом в последовательности опроса. В обоих случаях по сигналу запроса работа МП прерывается, информация о выполнении последней операции программы переносится в ячейку вспомогательной памяти, где и хранится до возобновления выполнения программы.

Метод прямого доступа к памяти ПДП, или так называемое непроцессорное прерывание, используется в том случае, если периферийное устройство связано с памятью МП непосредственно, минуя внутренние регистры. Управление процессом обмена данными полностью контролируется устройством ввода-вывода МП, что предполагает затрату только одного процессорного цикла или даже его части, в течение которого информация от преобразователя поступает прямо в ячейку памяти (рис. 22.5). Метод обладает наибольшим быстродействием, но требует большого объема дополнительных устройств.

Как отмечалось выше, при сопряжении ЦПП с МП возможна организация считывания результатов преобразования с обращением к преобразователю как к ячейке памяти или как к внешнему устройству. В табл. 22.1 приведены варианты организации программы ввода данных с ЦПП и их записи в память системы для МП типа К580ИК80 ЗУ. Различие команд для упомянутых режимов заключается только в первой команде (показана в скобках). Время выполнения программ составляет соответственно 28,5 и 27 мкс. При двухбайтовом обмене

Таблица 22.1

Мнемоника	Число тактов МП	Комментарии
LDA АДР2 (IN N2)	13 (10)	Ввод даиных от ЦПП в аккумулятор МП
LHLD АДР4	16	Загрузка иачального адреса массива даиных в регистры H—L
MOV M, A	7	Запись даиных в память
INX H	5	Иикремеитация адреса массива даиных
SHLD АДР4	16	Запомиить адрес массива даиных по адресу АДР4, АДР5

эта величииа для обоих вариантов равна 38 мкс. Ниже рассматривается ряд схемных вариантов организации взаимодействия ЦПП с МП [79].

На рис. 22.6 изображена схема, использующая программную задержку момеита считывания результатов на время преобразования *ЦПП*. По адресу *A1*, определяемому соответствующим сигиалом иа выходе декодера *ДК*, МП через системный коитроллер *СК* выдает иа шину управлеиия *ШУ* комаиду *Запись*, если обращение происходит как в ячейке памяти системы, или *Вывод*, если обращеиие к ЦПП как к внешиему устройству. Вентиль *D1* является адресуемым выводным портом интерфейса. Затем *МП* переходит к выполнеиию программиой времеииой задержки, длительиость которой определяется временем преобразоваиия *ЦПП*. По окоичаиии этой программы в порт ввода веитиль *D2* по адресу *A2* посылает сигиал *Чтение* или *Ввод*. По этому сигналу цифровые даиные с выхода *ЦПП* через магистральиые усилители *МУ* поступают на шииу даиных *ШД* и вводятся в процессор. Выходиой регистр *ЦПП* выполияет фуикцию буфериой схемы.

Фрагмент программы запуска *ЦПП* от МП с программиой временной задержкой приведеи в табл. 22.2. Ввод данных с ЦПП и запись их в память микропроцессорной системы могут быть осуществлены по программе, приведениой в табл. 22.1. Очевидио, что в таком режиме МП постояино занят обслуживаиием преобразователя и ие может примеияться для других целей.

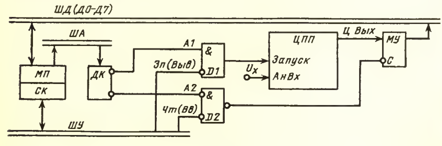


Рис. 22.6

Таблица 22.2

Метка	Мнемоника	Число тактов МП	Комментарии
			Основная программа
—	PUSH PSW PUSH H	11	Запись в стек содержимого аккумулятора, регистра состояния и регистров H—L
MO	MVI A, 01 STA АДР1 (OUT N1)	7 13 (10)	Инициирование начала преобразования ЦПП
	—	—	Организация программной задержки
	См. табл. 22.1		Ввод данных с ЦПП и запись их в массив памяти
	LXI H, АДР6 DCR M JNZ MO	10	Организация счетчика числа обращений к ЦПП
	POP H POP PSW		Восстановление содержимого регистров H—L, аккумулятора и регистра состояния

Запуск ЦПП можно организовать также с использованием прерывания программы (рис. 22.7). Формирование сигнала запуска аналогично предыдущему варианту. Однако в этом случае *МП* выдает сигнал инициирования запуска ЦПП и возвращается к основной программе до окончания цикла преобразования [79]. Вырабатываемый *ЦПП* сигнал *КП Конец преобразования* подается на вход требования прерывания *ТПР* блока прерывания *БПР*, где формируется сигнал запроса прерывания *ЗПР*, поступающий на соответствующий вход процессора. После этого по завершении выполнения текущей команды *МП* выдает сигнал *Подтв ПР — Подтверждение прерывания* и осуществляется по коду прерывания *Код ПР* переход к подпрограмме ввода данных. Считывание результатов аналого-цифрового преобразования аналогично предыдущему варианту. Фрагмент программы запуска *ЦПП* от *МП* с прерыванием программы приведен в табл. 22.3.

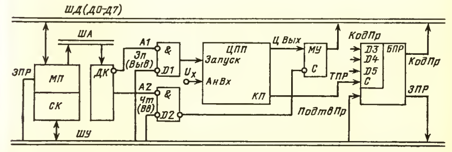


Рис. 22.7

Таблица 22.3

Метка	Мнемоника	Число тактов МП	Комментарии
	Основная программа		
	STA АДР1 (OUT N1)	13 (10)	Инициирование начала преобразования ЦПП
	Основная программа		
—	RST 2	11	Прерывание МП по сигналу КП
	PUSH PSW PUSH H		Запись в стек содержимого аккумулятора, регистра состояния и регистров H—L
	JMP M1	10	Переход к подпрограмме обслуживания ЦПП
M1	См. табл. 22.1	—	Ввод данных с ЦПП и запись их в массив памяти
	LXI H, АДР6 DCR M JZ M2	10	Организация счетчика числа обращений к ЦПП
	MVI A, 01	7	Загрузка в аккумулятор слова для повторного запуска ЦПП
	STA АДР1 (OUT N1)	13 (10)	Инициирование начала преобразования ЦПП
M2	POP H POP PSW	10	Восстановление содержимого регистров H—L, аккумулятора и регистра состояния
	EI	4	Разрешение прерывания
	RET	10	Восстановление содержимого счетчика команд, возврат к основной программе

Для микропроцессорных систем, работающих в реальном времени, сопряжение с преобразователями целесообразно осуществлять с помощью программируемого таймера, который осуществляет регулирование частоты запуска или опроса ЦПП, подсчет заданного числа преобразований, режим и порядок опроса каналов в многоканальной системе и другие функции. Таймер позволяет реализовать указанные функции с бо́льшим быстродействием по сравнению с программным способом. Вариант схемы сопряжения ЦПП с таймером *TMP* в микропроцессорной системе на основе комплекта БИС серии КР580 представлен на рис. 22.8 [79].

Таймер КР580ВИ53 микропроцессорного комплекта БИС серии КР580 состоит из трех независимых 16-разрядных счетчиков *C* и управляющего регистра P_2 [34]. В регистр управления таймера по шине данных записывается код,

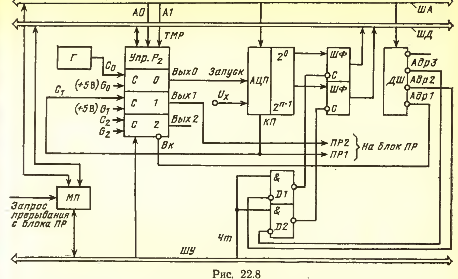


Рис. 22.8

определяющий номер счетчика, режим его работы, систему счисления, запись и считывание одного или двух байтов содержимого счетчика. Считывание результатов преобразования и их ввод в процессор организуются по методу передачи данных с прерыванием программы. По окончании цикла преобразования АЦП формирует сигнал *КП*, который в качестве сигнала прерывания *ПР1* подается на блок прерывания *ПР*, например БИС программируемого контроллера прерываний КР580ВН59. В этом блоке формируется сигнал запроса прерывания, поступающий на соответствующий вход *МП*. После этого по завершении выполнения текущей команды основной программы происходит переход к адресу подпрограммы ввода данных.

Вывод данных преобразования осуществляется с помощью шинных формирователей *ШФ* (тристабильные ИС К155ЛП8) по сигналу с выхода вентилей *D1* и *D2*. Двухбайтовая информация из *ЦПП* считывается по адресам *Адр2* и *Адр3* сигналом *Чтение* с шины управления *ШУ*. Обращение к *ЦПП* осуществляется как к ячейке памяти. Цифровые данные через шину данных *ШД* вводятся в процессор. Внутренний регистр *ЦПП* (разряды 2^0—2^{n-1}) выполняет функцию буферной схемы (рис. 22.8).

Обычно таймер подключается к шинам *МП* системы как внешнее устройство, однако к управляющему регистру и счетчикам таймера возможно обращение как к ячейкам памяти. Обращение к таймеру осуществляется через адресные входы *А0, А1* и вход ВК *Выбор кристалла* с помощью управляющего сигнала *Вывод* с шины *ШУ*.

По приведенной схеме можно осуществлять непосредственное сопряжение таймера с различными типами БИС АЦП, имеющими выходной сигнал КП, например АЦП К572ПВ1, или аналогичный сигнал ГД *Готовность данных*, например АЦП К113ПВ1 [38].

Фрагмент программы, обеспечивающей работу счетчика *С0* в режиме «2» деления частоты и счетчика *С1* в режиме «0» подсчета числа преобразований

в двоично-десятичной системе счисления, а также ввод данных преобразования в процессор и их запись в память, приведен в табл. 22.4. В программе начальной загрузки программируются режимы работы счетчиков и производится загрузка коэффициента деления в *C0* и значения объема выборки в *C1*. Кроме того, здесь же определяется начальный адрес массива памяти *Адр4*, *Адр5* для последовательной записи данных преобразования.

При работе с ЦПП, не имеющим выходного сигнала *КП* или *ГД*, третий счетчик *С2* таймера может быть использован в режиме «0» для формирования

Таблица 22.4

Метка	Мнемоника	Комментарии
		Программа начальной загрузки
M1	MVI A, 35H OUT 7	Вывод в регистр управления управляющего кода, устанавливающего СЧ0 в режим «2» в двоично-десятичной системе счисления
	MVI A, K1 OUT4	Младший байт K1 коэффициента деления загружается в счетчик СЧ0
	MVI A, K2 OUT 4	Старший байт K2 коэффициента деления загружается в счетчик СЧ0
	MVI A, 71H OUT 7	Вывод в регистр управления управляющего кода, устанавливающего СЧ1 в режим «0» в двоично-десятичной системе счисления
	MVI A, N1 OUT 5	Младший байт N1 объема выборки загружается в счетчик СЧ1
	MVI A, N2 OUT 5	Старший байт N2 объема выборки загружается в счетчик СЧ1
	LXI H, BASE SHLD АДР4	Загрузка регистров H—L начальным адресом массива памяти для записи данных из ЦПП и запоминание его по АДР4, АДР5
		Основная программа
	RST 2	Прерывание МП по сигналу КП
	PUSH PSW PUSH H	Сохранение в стеке содержимого аккумулятора, регистра состояния и регистров H—L
	JMP M2	Переход к подпрограмме ввода данных из ЦПП
M2	LHLD АДР2	Ввод данных из ЦПП в регистры H — L ([АДР2]) — — L, **[АДР3] — — H)**
	XCHG	Пересылка данных из регистров H—L в регистры D—E
	LHLD АДР4	Загрузка регистров H—L текущим адресом массива памяти
	MOV M, E	Пересылка в память первого байта данных
	INX H	Инкремент адреса массива памяти
	MOV M, D	Пересылка в память второго байта данных
	INX H	Инкремент адреса массива памяти
	SHLD АДР4	Запоминание текущего адреса массива по АДР4, АДР5
	POP H POP PSW	Восстановление содержимого регистров H—L, аккумулятора и регистра состояния
	EI	Разрешение прерывания
	RET	Восстановление содержимого счетчика команд и возврат к основной программе

Таблица 22.5

Способ синхронизации	Способ сопряжения ЦПП с МП системой			
	ЦПП—ячейка памяти		ЦПП—внешнее устройство	
	Разрядность ЦПП			
	1 байт	2 байта	1 байт	2 байта
Программное инициирование опроса ЦПП (без учета временной задержки)	53,5	63	50,5	61,5
Инициирование опроса с прерыванием:				
по сигналу от ЦПП	92	112	89	100
по сигналу от внешнего таймера	82	102	80,5	91,5

сигнала запроса прерывания *ПР1* с задержкой по отношению к сигналу запуска на время несколько большее времени преобразования *ЦПП*.

В табл. 22.5 приведен сравнительный анализ временных затрат в микросекундах на организацию циклической работы ЦПП для рассмотренных способов синхронизации в системе на базе МП типа К580ИК80.

Следует отметить, что рассмотренные выше схемные варианты организации запуска ЦПП в микропроцессорной системе не исчерпывают всех возможных вариантов сопряжения. При необходимости более высокой частоты обмена между ЦПП и МП следует использовать БИС программируемого контроллера прямого доступа к памяти КР580ВТ57. В ряде систем для сопряжения ЦПП с шинами МП предпочтительно применение стандартного программируемого параллельного периферийного интерфейса ППИ, например БИС КР580ИК55 [38].

Примером, иллюстрирующим такой подход, служит сопряжение цифровых преобразователей угла ЦПУ и скорости ЦПС в микропроцессорной безредукторной системе позиционирования с вентильным двигателем ВД и СКВТ, схема которой показана на рис. 22.9 [68].

Эффективность такой системы возрастает при квазиоптимальном управлении с переменным углом коммутации по сигналам местной обратной связи МОС, для формирования которой в безредукторном приводе используются соответствующие разряды *ЦПУ* (рис. 22.9). Сопряжение ЦПП, состоящего из ЦПУ и ЦПС, с микропроцессором (на рисунке не показан) производится через *ППИ*. Микропроцессор осуществляет формирование закона управления через *ППИ*, электронный коммутатор и усилитель мощности *УМ* и заменяет алгоритмы управления *ВД* для обеспечения показателей переходных процессов, близких к оптимальным по критерию минимума времени перемещения.

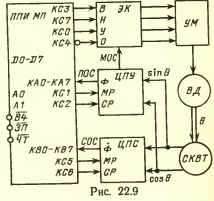


Рис. 22.9

Формирование закона управления осуществляется в микропроцессоре на

основе анализа текущих координат движения, за которые приняты позиционная ошибка и скорость движения. Эта информация используется для включения основных алгоритмов управления *ВД*: вперед *В*, назад *Н*, ускоренное движение *У* и останов *О*, или их комбинаций. Скорость перемещения может регулироваться ступенчатым изменением угла коммутации и широтно-импульсной модуляцией [68].

Управление ВД, ЦПУ и ЦПС осуществляется через порт *С* ППИ, так как каждый разряд его регистра может быть установлен в состояние 0 и 1 одной командой. Прием данных от ЦПУ и ЦПС производится через порты *А* и *В* ППИ. Выходы порта *С КС1* и *КС2* управляют поочередной передачей в порт *А* (*КА0—КА7*) соответственно младших *МР* и старших *СР* разрядов кода позиционной обратной связи *ПОС*. Выходы порта *С КС5* и *КС6* управляют поочередной передачей в порт *В* (*КВ0 — КВ7*) разрядов кода скоростной обратной связи *СОС*.

Такая структура сопряжения позволяет упростить взаимодействие микропроцессора с ЦПП. В сочетании с использованием безредукторного привода на основе ВД и СКВТ это позволяет повысить надежность и быстродействие системы, что особенно важно в робототехнике [68, 77].

22.4. АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ СПОСОБЫ КОРРЕКЦИИ ЦПП МИКРОЭВМ

22.4.1. Снижение аддитивной и инструментальной составляющих погрешности

В том случае, когда аналоговые данные поступают всего по нескольким каналам, но обработка требует большего объема вычислений, целесообразно использовать интегрирующие преобразователи. Пока микроЭВМ по программе производит обработку данных одного канала, у ЦПП оказывается достаточно времени для перевода в цифровую форму сигналов следующего канала. Если же микроЭВМ будет работать с недогрузкой и в этом случае, то целесообразно возложить на нее функции логической части преобразователя, что существенно упростит схему ЦПП. При этом появляются дополнительные возможности, заключающиеся в программном управлении точностью процесса преобразования при некотором увеличении времени обработки данных.

Этот подход используется при реализации алгоритмических методов повышения точности интегрирующего ЦПП, в котором напряжения, пропорциональные синусу и косинусу угла, интегрируются в течение определенного интервала времени на двух интеграторах. Затем два интегратора и инвертор замыкаются в кольцо, образуя гармонический генератор. По ближайшему переходу через нуль выходного напряжения одного из интеграторов кольцо размыкается и получившийся временной интервал генерации путем заполнения частотой $f_т$ преобразуется в цифровой эквивалент Φ угла θ (см. гл. 9):

$$\Phi = \operatorname{arctg} \operatorname{tg} \theta \sqrt{\frac{K_и \tau_2}{\tau_1} f_т \nu^{-1}}, \qquad (22.1)$$

где $K_и$ — коэффициент передачи инвертора.

Очевиден основной недостаток такого преобразования — зависимость выходного кода от величин постоянных времени интеграторов. Они изменяются при изменении внешних условий и в результате старения. К тому же в нормальных

условиях необходимо задать постоянные времени интегратора таким образом, чтобы одновременно выполнялись два равенства: (9.21) и (9.22).

Устранить влияние ν на выходной код угла можно лишь, получив информацию о его реальном значении. Эту информацию в виде кода Φ, соответствующего 1/4 периода гармонических колебаний преобразователя (90°), можно получить двумя способами.

Сущность первого способа [а. с. 982045 (СССР)] состоит в использовании генератора гармонических сигналов, начальные условия которого пропорциональны синусу и косинусу угла поворота. После интегрирования напряжений, пропорциональных синусу и косинусу угла θ поворота в течение расчетного временного интервала t_1, на первом и втором интеграторах запоминают напряжения U_{10} и U_{20}, определяемые в соответствии с (9.10) и (9.11).

При взаимном инегрировании вторым интегратором выходного инвертированного напряжения первого интегратора, а первым интегратором — выходного напряжения второго интегратора выходные напряжения интеграторов изменяются в соответствии с уравнениями (9.12) и (9.13).

Время t_θ от начала взаимного интегрирования до ближайшего перехода через нуль выходного напряжения одного из интеграторов определяется решением этих уравнений и при $\tau_1=\tau_2=\tau$ равно $t_\theta=\theta\tau/2\pi$, т. е. время взаимного интегрирования пропорционально измеряемому углу поворота θ. После измерения времени t_θ, например, путем заполнения его высокочастотными импульсами и их подсчета оба интегратора обнуляют.

Далее напряжения U_s и U_c дополнительно интегрируют в течение того же интервала t_1 на втором и первом интеграторах соответственно и запоминают. При взаимном интегрировании вторым интегратором выходного инвертированного напряжения первого интегратора, а первым интегратором — выходного напряжения второго интегратора выходные напряжения интеграторов изменяются в соответствии с уравнениями, аналогичными уравнениям (9.12) и (9.13).

Время t_2 от начала дополнительного взаимного интегрирования до перехода через нуль выходного напряжения одного из интеграторов

$$t_2=\frac{\pi/2-\theta}{2\pi}\tau_1.$$

После измерения времени t_2 оба интегратора обнуляют. Цифровой эквивалент угла поворота Φ получают делением первого времени взаимного интегрирования t_θ на сумму $t_\theta+t_2$ времен взаимного интегрирования $\Phi=M\cdot2\theta/\pi$, где M — коэффициент пропорциональности.

Таким образом, код угла не зависит от постоянной интегрирования τ и от частоты следования импульсов заполнения временных интервалов t_θ и t_2 при их измерении, в результате чего точность преобразования угла поворота вала в код повышается за счет снижения аддитивной составляющей погрешности ЦПП.

По второму способу [а. с. 982049 (СССР)] код Φ_ν получают непосредственным измерением 1/4 периода гармонических колебаний, т. е. временного интервала между двумя ближайшими переходами через нуль выходных напряжений интеграторов $\Phi_\nu=90°f_\tau\nu$.

Такой способ позволяет снизить как аддитивную составляющую погрешности, вызванную изменением величины постоянных времен интеграторов, которая определяет период гармонических колебаний при изменении темпе-

ратуры окружающей среды, так и ее инструментальную составляющую, вызванную несоответствием реального и расчетного периодов гармонических колебаний. Отпадает необходимость в трудоемкой ручной операции точной выставки определенной величины периода гармонических колебаний, а следовательно, и величины постоянных времени интеграторов при первоначальной настройке преобразователей, что существенно снижает трудоемкость их изготовления.

Преимущество первого способа перед вторым в том, что он не требует специальной доработки отсчетной части готового преобразователя, однако он требует больших затрат машинного времени и выполнения соотношения (9.21) (при углах, близких к границам квадрантов, необходимостью этого равенства можно пренебречь).

22.4.2. Реализация алгоритмов коррекции

При использовании микроЭВМ алгоритм коррекции предусматривает следующую последовательность:

$$\Phi_1 = \Phi f_{\text{т}} \nu^{-1}.$$

В результате обычного цикла преобразования в соответствии с (22.1) получают первое значение кода. Переключением меняют местами напряжения, поступающие на входы отсчетной части преобразователя, цикл преобразования повторяют и получают значение кода

$$\Phi_2 = \operatorname{arctg}\left[\operatorname{tg}(90° - \theta)\sqrt{\frac{K_{\text{и}}\tau_2}{\tau_1}}\right] f_{\text{т}} \nu^{-1}.$$

Если (9.21) выполняется, то получаются следующие значения кодов: $\Phi_1 = \theta f_{\text{т}} \nu^{-1}$; $\Phi_2 = (90° - \theta) f_{\text{т}} \nu^{-1}$. Суммируя затем эти коды с помощью микроЭВМ, получают код $\Phi_\nu = \Phi_1 + \Phi_2 = 90° f_{\text{т}} \nu$.

По второму способу, получив информацию о значении в цифровом виде, учитывают влияние ее изменения на выходной код Φ с помощью микроЭВМ следующим образом: код Φ умножают на код Φ_{90}, соответствующий 90° в необходимом значении веса младшего разряда, и делят на код Φ_ν:

$$\Phi = \frac{\Phi \Phi_{90°}}{\Phi_\nu} = \frac{\Phi}{90°} \Phi_{90°}.$$

Таким образом получают цифровой эквивалент угла, не зависящий ни от частоты гармонических колебаний, ни от частоты заполнения $f_{\text{т}}$. К дополнительным достоинствам следует отнести и то, что код угла с любым весом младшего разряда получают сразу, без дополнительного преобразования.

На рис. 22.10 представлено устройство для реализации этого способа. Преобразователь содержит *СКДУ*, интеграторы *ИР1* и *ИР2*, инвертор *Инв*,

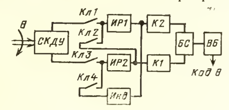


Рис. 22.10

компараторы *К1* и *К2*, блок синхронизации *БС*, предназначенный для управления преобразователем по тактам, вычислительный блок *ВБ*, предназначенный для выполнения деления временных интервалов и умножения на код, ключи *Кл1* — *Кл4*. В реальном устройстве функции *ВБ* возложены на микроЭВМ. Преобразователь работает в четыре такта.

На первом такте замыкаются *Кл1* и *Кл3* и происходит интегрирование выходных напряжений *СКДУ*, пропорциональных синусу и косинусу угла. На втором такте *Кл1* и *Кл3* размыкаются, *Кл2* и *Кл4* замыкаются и начинается генерация двухфазных гармонических колебаний. Длительность второго такта — до первого перехода через нуль выходного напряжения одного из интеграторов. Длительность этого временного интервала t_θ равна θ/ν. Интервал t_θ запоминается в вычислительном блоке либо в виде кода, полученного от заполнения импульсами счета интервала t_θ, либо в виде напряжения U_θ, полученного в результате интегрирования положительного напряжения за время t_θ. На третьем такте генерация двухфазных колебаний продолжается до второго перехода через нуль выходного напряжения одного из интеграторов, т. е. длительность третьего такта соответствует 1/4 периода двухфазных гармонических колебаний. Следовательно, длительность третьего такта $t_\nu = 90° \nu^{-1}$.

Интервал t_ν запоминается в вычислительном блоке также либо в виде кода аналогично интервалу t_θ, либо в виде напряжения U_ν, полученного в результате интегрирования отрицательного напряжения за время t_ν. На четвертом такте размыкаются *Кл2* и *Кл4* и происходит обнуление интеграторов. Одновременно в вычислительном блоке происходит деление интервала t_θ на интервал t_ν и умножение на код θ, эквивалентный углу 90°. В микроЭВМ выполнение этих операций производится с кодами интервалов t_θ и t_ν, а в аналоговом *ВБ* — методом двухтактного интегрирования, где на первом такте интегрируется U_θ, на втором — U_ν, длительность первого такта соответствует кодовому эквиваленту угла 90°.

В результате четвертого такта в вычислительном блоке получают код Φ, представляющий собой цифровой эквивалент угла θ и не зависящий от круговой частоты гармонических колебаний ν и от частоты $f_т$ импульсов счета:

$$\Phi = \frac{t_\theta}{t_\nu}\,\Phi_{90°} = \theta\,\frac{\Phi_{90°}}{90°}.$$

Моменты проведения коррекции определяются оператором или программой исходя из ожидаемой динамики ухода параметров. В ряде случаев целесообразно проведение коррекции перед каждым преобразованием. На рис. 22.11 представлена функциональная схема такого ЦПП.

Его отсчетная часть содержит источник опорного напряжения *ИОН*, формирователь кода квадрантов *ФКК*, ключи *Кл1* и *Кл2*, коммутаторы *КР1* и *КР2*, интеграторы *ИР1* и *ИР2*, делитель *Д*, инвертор *Инв*, компараторы *К1* и *К2*, логические схемы *ИЛИ1*, *ИЛИ2*, *И1*, *И2*, блоки управления *БУ1* — *БУ4*, генератор импульсов *G*, триггер *Тг*, счетчик *Ст*, шинный формирователь *ШФ*, формирователь строба *ФС* и регистры *RG1* и *RG2*. Алгоритм его функционирования предусматривает два режима: коррекции и рабочий, каждый из которых осуществляется за четыре такта.

Сопряжение микроЭВМ с ЦПП производится с помощью шины данных *ШД* и шины управления, включающей сигналы ЗАПИСЬ, ЧТЕНИЕ, ГОТОВ.

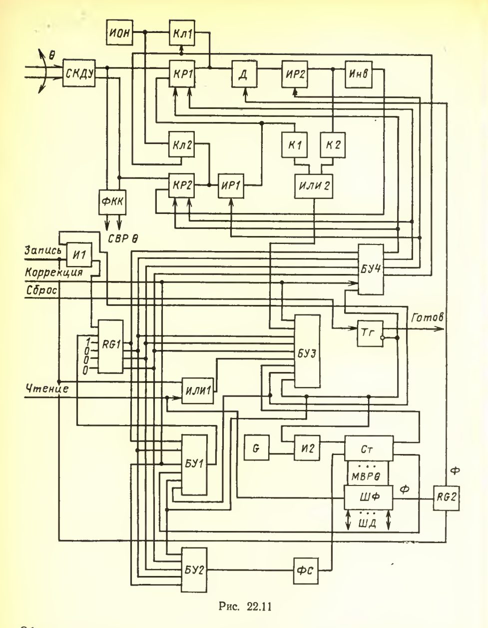


Рис. 22.11

Обмен информацией между микроЭВМ и ЦПП предусматривает стандартные операции пересылки, которые выражаются, как правило, в одной команде, например MOV.

Задание алгоритма функционирования ЦПУ производится *БУ1 — БУ4*. Для определения их структуры обозначим сигналы на выходах *RG1 У1 — У4*, сигнал на выходе ИЛИ2 — *КОМ*, сигналы на выходе *Тг* — *T* и $\overline{T}$, сигналы на

выходах *Ст — Ст1* и *Ст2*, сигнал на шине коррекции — *КОРР*, сигнал на выходе ИЛИ1 — *У5*, сигналы на управляющих входах *КР1* и *КР2* — *У6* и *У7*, сигнал на входах обнуления *ИР1* и *ИР2* — *У8*, сигнал на управляющих входах ключей *Кл1* и *Кл2* — *У9*.

Структура *БУ1* определяется выражением $(У1 \wedge Ст1) \vee (У2 \wedge T) \vee \{У3 \wedge [(\bar{T} \wedge \overline{КОРР}) \vee (T \wedge КОРР)]\}$; *БУ1* состоит из элементов НЕ, 2И—2И—2ИЛИ и 2И — 2И — 2И — 3ИЛИ. Структура *БУ2* определяется выражением $У2 \vee (У3 \wedge \bar{T} \wedge КОРР) \vee (И4 \wedge \bar{T})$; *БУ2* состоит из элемента 2И — 2И — 3И — 3ИЛИ.

Структура БУ3 определяется выражением $(КОМ \wedge [У2 \vee (У3 \wedge КОРР)] \wedge \bar{T} \vee \vee (У5 \wedge T) \vee (Ст2 \wedge У4)$; *БУ3* состоит из элементов 2И — 2И — 2ИЛИ и 2И — 2И — 3И — 3ИЛИ.

Структура *БУ4* определяется выражениями $У6 = У1 \wedge \overline{КОРР}$; $У7 = У2 \vee У3 \wedge \bar{T}$; $У8 = У4 \wedge \bar{T}$; $У9 = У1 \wedge КОРР$; *БУ4* состоит из элементов НЕ, И и 2И — 2И — 2ИЛИ.

На первом такте коррекции из микроЭВМ в *RG1* записывается код 1000, элемент *И1* открыт, так как *Тг1* установлен в исходное состояние сигналом СБРОС. Одновременно в *RG2* по сигналу ЗАПИСЬ заносится из *ЩД* через *ШФ*, открытый в этом направлении при снятии сигнала ЧТЕНИЕ, код, соответствующий предполагаемому состоянию *Д*, при котором постоянные времени интеграторов *ИР1* и *ИР2* равны. По окончании сигнала ЗАПИСЬ *Тг1* устанавливается в нулевое состояние с помощью *ИЛИ1* и *БУ3* и тем самым разрешает подачу импульсов от *G* через *И2* на вход *Ст1*. Блок *БУ4* формирует сигнал на четвертом выходе, и напряжение с ИОН через *Кл1* и *Кл2* поступает на *ИР1* и *ИР2*. Длительность первого такта задается *Ст1*, при появлении импульса на первом выходе которого *БУ3* выдает сигнал на *RG1*. Единица сдвигается на второй выход *RG1*, и заканчивается первый такт — интегрирования постоянного напряжения *ИР1* и *ИР2*.

На втором такте *БУ2* через формирователь строба *ФС* обнуляет *Ст1*, на который продолжают поступать импульсы с *G*. Одновременно *БУ4* формирует сигнал на втором выходе, тем самым с помощью *КР1* и *КР2* замыкая *ИР1*, *ИР2* и *Инв* в кольцо и образуя гармонический генератор. В момент перехода выходного напряжения *ИР1* через нуль срабатывает *К2* и сигнал через ИЛИ2 и *БУ3* устанавливает *Тг1* в состояние логической единицы. При этом прекращается счет импульсов в *Ст1*, где накопился код, эквивалентный углу 45°. Одновременно *БУ1* выдает сигнал на сдвигающий вход *RG1* и единичный сигнал сдвигается на его третий выход, тем самым завершается второй такт коррекции.

На третьем такте по сигналу ЧТЕНИЕ из микроЭВМ *ШФ* передает цифровой эквивалент 45° с выходов *Ст1* в *ШД*. МикроЭВМ при наличии сигнала ГОТОВ (единичное состояние *Тг1*) принимает этот код и запоминает его. По окончании сигнала ЧТЕНИЕ с помощью ИЛИ1 и *БУ3* *Тг1* устанавливается в состояние 0, тем самым через *БУ2* и *ФС* *Ст1* обнуляется и на его вход снова начинают поступать импульсы счета. Одновременно вновь замыкаются *ИР1*, *ИР2* и *Инв* в кольцо, так как снова появляется сигнал на втором выходе *БУ4*, и продолжается формирование гармонических колебаний. В момент перехода выходного напряжения *ИР1* через нуль срабатывает компаратор *К1* и сигнал через схему ИЛИ2 и *БУ3* устанавливает *Тг* в единичное состояние,

тем самым сигнал через *БУ1* подается на сдвигающий вход *RG1* и единичный сигнал сдвигается на четвертый выход *RG1* третий шаг заканчивается.

В начале четвертого такта по аналогии с третьим ЦПУ «замирает» до момента снятия сигнала ЧТЕНИЕ из микроЭВМ, с которым она приняла код, соответствующий четверти периода гармонических колебаний ЦПУ. По окончании сигнала ЧТЕНИЕ с помощью ИЛИ1 и *БУ3 Тг* устанавливается в нулевое состояние, тем самым через *БУ2* и *ФС Ст* обнуляется и на его вход поступают импульсы *G*. Одновременно на третьем выходе *БУ4* появляется сигнал, поступающий на вход обнуления *ИР1, ИР2*. По появлению сигнала на втором выходе *Ст*, который тем самым задает длительность интервала обнуления интеграторов, *Тг* с помощью *БУ3* устанавливается в единичное состояние. На этом режим коррекции ЦПП завершается.

В микроЭВМ код 45° умножается на код 90° и делится на код *Т*/4. Таким образом формируется код, не зависящий от периода гармонических колебаний ЦПП и зависящий от равенства постоянных времени интеграторов. Сравнивая его с кодом, соответствующим 45°, вычисляют код $K_{корр}$, который необходимо подавать на *Д*, чтобы постоянные времени *ИР1, ИР2* были равны.

Временные диаграммы выходных напряжений *ИР1* (А), *ИР2* (Б) и прямого выхода *Тг* (В) в режиме коррекции представлены на рис. 22.12.

По сигналу ЗАПИСЬ из микроЭВМ в *RG1* записывается код 1000, формируется единичный сигнал на первом выходе *RG1* и начинается первый рабочий такт работы ЦПУ. Одновременно в *RG2* через открытый *ШФ* заносится код $K_{корр}$. По окончании сигнала ЗАПИСЬ *Тг* устанавливается в нулевое состояние с помощью *БУ3*. Это обеспечивает прохождение импульсов от *G* на *Ст*. Блок *БУ4*, воздействуя на *КР1* и *КР2*, обеспечивает подачу выходных напряжений СКДУ на входы *ИР1* и *ИР2*. При появлении сигнала на первом выходе *Ст БУ1* подает сигнал на сдвигающий вход *RG1*, единичный сигнал сдвигается с первого на второй выход регистра *RG1*, первый такт заканчивается.

На втором такте *БУ2* через *ФС* обнуляет *Ст*, на который продолжают поступать импульсы счета с *G*. Блок *БУ4* формирует сигнал на втором выходе, замыкая с помощью *Кр1* и *Кр2 ИР1, ИР2* и *Инв* в кольцо и образуя гармонический генератор. В момент перехода выходного напряжения одного из интеграторов через нуль срабатывает *К1* или *К2* и сигнал через схему ИЛИ2 и *БУ3* устанавливает *Тг* в единичное состояние. При этом прекращается счет

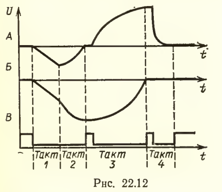


Рис. 22.12

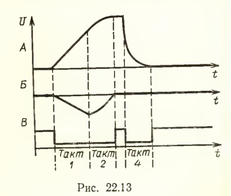


Рис. 22.13

импульсов в *Ст*, где накопился код *Ф*, эквивалентный углу θ. Одновременно *БУ1* выдает сигнал на сдвигающий вход *RG1* и единичный сигнал сдвигается на его третий выход. На этом заканчивается второй рабочий такт.

На третьем такте состояние *Ст* и *ИР1*, *ИР2* не изменяется, так как на их входы ничего не подается. Третий шаг продолжается до появления из микроЭВМ сигнала ЧТЕНИЕ, если он не появился ранее. При наличии сигнала ЧТЕНИЕ ШФ передает *Ф* с выхода *Ст* в *ШД*. МикроЭВМ при наличии сигнала ГОТОВ принимает этот код и запоминает его. При снятии сигнала ЧТЕНИЕ с помощью ИЛИ и *БУ3 Тг* устанавливается в нулевое состояние. Через *БУ2* и *ФС Ст* обнуляется, и на его вход вновь начинают поступать импульсы счета. Одновременно через *БУ1* производится сдвиг единицы на четвертый выход *RG1*, и третий такт заканчивается.

На четвертом такте производится обнуление *ИР1* и *ИР2*. Сигналом на втором выходе *Ст* с помощью *БУ3* устанавливается единичное состояние. На этом заканчивается второй режим работы *ЦПП*. Временные диаграммы выходных напряжений *ИР1* (А), *ИР2* (Б) и прямого выхода *Тг* в рабочем режиме представлены на рис. 22.13.

22.4.3. Коррекция погрешности ЦПП с ПЗУ

Достоинства и ограничения рассмотренных алгоритмов связаны с использованием ЦПУ в комплексе с микроЭВМ, которая является потребителем информации ЦПУ и реализует коррекцию.

Преобразователь с умеренным быстродействием в результате взаимодействия с микроЭВМ приобретает высокую точность и стабильность в широком диапазоне внешних воздействий. Если микроЭВМ имеет в системе команд умножение и деление (например микропроцессоры серий К1810 и К588 [34]), то вся подпрограмма коррекции такого ЦПУ занимает десятки микросекунд, т. е. время на два порядка меньшее, чем время цикла преобразования интегрирующего ЦПП.

Однако построение отсчетной части усложняется за счет введения дополнительных ключей на входе, т. е. в определенной мере снижается основное достоинство такого ЦПУ — простота. Затрудняется автономная работа, снижается быстродействие, требуется дополнительное машинное время. Отмеченные недостатки ограничивают применение рассмотренных способов коррекции устройствами с низким быстродействием.

В системах повышенного быстродействия и многоканальных ЦПУ находят применение циклические преобразователи с поразрядным уравновешиванием, что упрощает его сопряжение с микроЭВМ и при соответствующем построении ведет к экономии машинного времени. Возникает возможность и автоматической коррекции статической погрешности отсчетной части преобразователя с использованием внешней микроЭВМ и внутренней памяти преобразователя. Статическая погрешность отсчетной части преобразователя угол—амплитуда—код на основе СКВТ является превалирующей составляющей полной погрешности преобразования и определяется нелинейностью характеристик аналоговых элементов, таких как операционные усилители, компараторы напряжения, цифро-аналоговые преобразователи и т. п. Жесткие требования по точности и разрешающей способности, предъявляемые к преобразователям, вынуждают разработчика использовать прецизионные аналоговые элементы,

требующие тщательной юстировки, что приводит к усложнению схемных решений, возрастанию объема аппаратуры, необходимости регулировочных работ и в конечном итоге — к повышению трудоемкости изготовления и стоимости преобразователя.

Применяя микроЭВМ, эталонный прецизионный ЦАП и ПЗУ, можно, не предъявляя жестких требований к точности компонентов, получить погрешность отсчетной части, не превышающую погрешности эталонного ЦАП.

Алгоритм коррекции статической погрешности таков. МикроЭВМ, запрограммированная на решение поставленной задачи, выдает в шину данных ШД коды синуса и косинуса эталонного угла, принимающего значения от 0 до 2^j-1, где j — разрядность эталонного ЦАП. Коды синуса и косинуса преобразуются эталонным ЦАП в напряжения, пропорциональные синусу и косинусу эталонного угла, и подаются на входы преобразователя. На выходе преобразователя формируется код цифрового эквивалента угла, поступающий по ШД в микроЭВМ, которая определяет разность между эталонным и реальным кодами и выдает эту величину на печать. В результате весь массив статической погрешности преобразователя фиксируется на бумажном носителе. Далее эта информация заносится в ПЗУ, входящее в состав преобразователя, причем на адресные входы ПЗУ подаются значения кода реального угла. Код с выхода преобразователя суммируется с выходным кодом ПЗУ, в результате чего на выходе сумматора формируется код угла, соответствующий эталонному значению. Применение ПЗУ позволяет обеспечить ремонтопригодность преобразователя.

При коррекции погрешности преобразователя, формирующего в качестве промежуточной величины код тангенса угла в диапазоне 0°—45° (см. рис. 12.8), алгоритм коррекции видоизменяется. Каждому идеальному значению кода угла на выходе преобразователя соответствуют три старших разряда кода угла и соответствующий этим разрядам код тангенса в диапазоне 0°—45°, которые выводятся на печать совместно с эталонным кодом. Эталонный код угла записывается в ПЗУ, входящее в состав преобразователя. На адресные входы ПЗУ подаются код трех старших разрядов угла и соответствующий ему код тангенса угла. Следовательно, в ПЗУ хранится полный массив скорректированных значений кода угла.

Таким образом, описанный алгоритм позволяет достичь статической точности преобразователя на уровне 14 бит, применяя обычные аналоговые элементы, исключить затраты ручного труда на регулировку и одновременно автоматизировать контроль точности преобразователя, что существенно снижает затраты на его изготовление.

Рассмотренные здесь алгоритмические способы коррекции ЦПУ с помощью микроЭВМ не исключают использования широко известных для АЦП методов улучшения их точностных характеристик с помощью вычислительных средств.

Они не исчерпывают всего многообразия методов коррекции ЦПУ с микроЭВМ. Потенциальные возможности МП позволяют производить статистическую обработку погрешностей и вычисление систематической погрешности, среднеквадратического отклонения случайных погрешностей [11]. Это создает широкие возможности для коррекции систематических и динамических погрешностей ЦПП. Этому в определенной мере способствуют работы [23, 80], посвященные определению закономерностей, связывающих точность преобразователя с погрешностями входящих в него элементов, что необходимо для

решения общих вопросов построения ЦПП и выбора элементов его структуры, а также для количественной оценки погрешностей конкретного преобразователя, структура и схемотехника которого отвечают перспективным тенденциям развития этой области техники.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Отметим основные тенденции развития ЦПП.

1. Технические возможности ЦПП, а также их технологичность и стоимость решающим образом зависят от развития микроэлектроники. Поэтому жизнеспособными окажутся те принципы построения ЦПП, в которых будет максимально упрощен первичный преобразователь и основные функции преобразования будут возложены на электронный узел. Таким требованиям в первую очередь отвечают преобразователи перемещение — аналоговый сигнал — код с использованием в качестве первичных преобразователей многополюсных и двухполюсных вращающихся трансформаторов, а также накапливающие ЦПП с фотоэлектрическим квантующим первичным преобразователем. Развитие ЦПП с другими принципами действия определяется конкретными особенностями применения, например жесткими условиями эксплуатации.

2. Многообразие схемотехнических принципов построения и большое число индивидуальных разработок ЦПП должны быть заменены несколькими унифицированными разработками электронных схем с высокой степенью интеграции — в виде модулей, гибридных и твердотельных БИС. Это позволит закрыть значительную долю потребности в ЦПП, а индивидуальные разработки будут направлены на разумное использование этих БИС или создание ЦПП специального применения.

3. Развитие волоконных оптических линий связи диктует необходимость создания первичных преобразователей с оптическим (а не электрическим) представлением выходной информации. Это существенно упростит ЦПП в целом, особенно если их рассматривать с единых позиций вместе с приемниками информации.

4. Возможность использования микропроцессорных БИС позволяет перейти от прямого пути получения высокой точности преобразования к компенсационному, при котором ставится задача создать ЦПП в своей основе, не столь точным, сколь стабильным и простым. Если удастся преодолеть трудности, связанные с ограниченным быстродействием микропроцессоров, и решить вопросы гарантированной стабильности ЦПП до коррекции, то выигрыш должен быть большим.

5. Широкие возможности микроэлектроники позволяют на базе одного первичного преобразователя создавать компактные преобразователи нескольких параметров, например перемещения, скорости и ускорения в код. Частично эти вопросы изложены в настоящей книге. Однако возможности этого направления еще далеко не использованы.

6. Современные ЦПП — сложные высокоточные и быстродействующие устройства. Остается актуальной задача их самоконтроля в условиях эксплуатации. Это особенно важно потому, что зачастую получаемая от ЦПП информация полностью воспринимается на веру и не подлежит коррекции. В усло-

виях повышения надежности аппаратуры ЦПП могут оказаться слабым звеном.

7. Каков бы ни был уровень унификации, при столь широкой области использования ЦПП нельзя обойтись без разработок, направленных на удовлетворение нестандартных (для всех потребителей) требований, например по точности, быстродействию, условиям внешних воздействий и т. п. Горизонты этой работы трудно даже определить.

8. В ближайшей перспективе создание ЦПП, по всей видимости, должно происходить в тесной связи с разработкой других преобразователей информации, поскольку все они должны объединяться в единую информационно-вычислительную систему, обеспечивающую их совместную работу по точности выполнения функциональной задачи, приоритетности и т. п. Естественно, что такая система должна иметь соответствующие вычислительные средства, реализованные, как и ЦПП, с высокой степенью интеграции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Фотоэлектрические** преобразователн ииформацнн/ Под ред. Л. Н. Преснухиа. М.: Машиностроеине, 1974.

2. **Устройства** н элементы систем автоматизнроваииого регулнрования и управлення. Техннческая кибернетнка. Ки. 1/ Под ред. В. В. Солодовннкова. М.: Машнностроение, 1973.

3. **Вульвет Дж.** Датчики в цифровых системах: Пер. с англ./ Под ред. А. С. Яроменка. М.: Энергоиздат, 1981.

4. **Левшнна Е. С., Новицкий П. В.** Электрнческне нзмерения физическнх величнн. Л.: Энергоатомнздат. Леиингр. отд-нне, 1983.

5. **Гитис Э. И., Пискулов Е. А.** Аналого-цнфровые преобразователи. М.: Эиергоиздат, 1981.

6. **Средства** для линейных измерений/ Б. М. Сорочкин, Ю. З. Тененбаум, А. П. Курочкин, Ю. Д. Вниоградов. Л.: Машиностроенне, 1978.

7. **Бабиков М. А., Косииский А. В.** Элементы и устройства автоматики. М.: Высшая школа, 1975.

8. **Конюхов Н. Е., Плют А. А., Шаповалов В. И.** Оптоэлектронные измерительные преобразователн. Л.: Энергня. Ленингр. отд-ние, 1977.

9. **Мироиеико А. В.** Фотоэлекрнческие нзмерительные снстемы. М.: Эиергня, 1967.

10. **Габидулии М. А., Драгоиер В. В., Матвеевский В. Р.** Теоретическое исследование структурных схем трехфазиых растровых преобразователей перемещений в фазовый сдвнг// Устройства и снстемы автоматики. М.: МИЭМ. 1972. Вып. 26. С. 54—62.

11. **Петропавловский В. П., Синнцын Н. В.** Фазовые цнфровые преобразователн угла. М.: Машнностроенне, 1984.

12. **Виноградов Ю. Д., Машниистов В. М., Розенбург С. А.** Электронные измернтельные снстемы для контроля малых перемещений. М.: Машниостроенне, 1976.

13. **Мартяшин А. И., Шахов Э. К., Шлянднн В. М.** Преобразователн электрических параметров для систем контроля н измерення. М.: Энергия, 1976.

14. **Матвеевский В. Р., Косинский А. В.** Одиоканальный оптоэлектронный датчик перемещения// Заводская лаборатория. 1976. № 10. С. 1258—1260.

15. **Аксееико М. Д., Бараиочников М. Л., Смолии О. В.** Мнкроэлектронные фотопрнемные устройства. М.: Энергоатомиздат, 1984.

16. **Богданович В. Б., Паламарчук А. Л., Свечников С. В.** Цнфровые преобразователн перемещенний на основе многоэлементных фоторезнсторов// Измерительная техника. 1986. № 5.

17. **Высокоточные** преобразователн угловых перемещенний/ Э. Н. Асиновскнй, А. А. Ахметжаиов, М. А. Габидулин н др.: Под общ. ред. А. А. Ахметжаиова. М.: Энергоатомнздат, 1986.

18. **Прецизиоииые** датчикн угла с печатными обмотками/ Л. Н. Сафонов, В. Н. Волняискнй, А. И. Окулов, В. Н. Прохоров. М.: Машнностроенне, 1977.

19. **Фуикциоиальные** оптоэлектронные АЦП перемещенний на волоконной оптике/ В. М. Шаповалов, П. И. Марков, М. Д. Хованскнх и др.// Приборы н системы управления. 1977. № 12. С. 22—24.

20. **Шаповалов В. М., Ховаисских М. Д., Марков П. И.** Аиализ и оценка точности волоконио-оптическнх фуикциоиальных АЦП перемещеиий/ Деп. в ЦНИИТЭИ приборостроеиия, 1984, № 2536.
21. **Рождествеиский Ю. В., Вейиберг В. Б., Саттаров Д. К.** Волокоииая оптика в авнациоиной и ракетиой техинке. М.: Машиностроение, 1977.
22. **Зверев А. Е., Максимов В. П., Мясиников В. А.** Преобразователи угловых перемещений в цифровой код. Л.: Энергия. Леннигр. отд-ние, 1974.
23. **Домрачев В. Г., Мейко Б. С.** Цифровые преобразователи угла: Принципы построеиия, теорня точности, методы контроля. М.: Энергоатомиздат, 1984.
24. **Коиюхов Н. Е., Кочкарев В. С.** Методы повышеиия точности иониусных АЦП перемещеиий// Измерительиая техника. 1980. № 1. С. 26—28.
25. **Функциоиальные** устройства иа микросхемах/ В. З. Найдеров, А. И. Головаиов, З. Ф. Юсупов и др./ Под ред. В. З. Найдерова. М.: Радио и связь, 1985.
26. **Микроэлектроииые** цифро-аиалоговые и аналого-цифровые преобразователи ииформации/ Под ред. В. Б. Смолова. Л.: Энергия. Лениигр. отд-иие, 1976.
27. **Матвеевский В. Р.** Аналого-цифровые преобразователи микроперемещеиий// Измерительиая техиика. 1978. № 7. С. 29—30.
28. **Матвеевский В. Р.** Цифровые преобразователи микроперемещеиий с промежуточным преобразованием в фазовый сдвиг// Измерительиая техника. 1980. № 1. С. 28—30.
29. **Алексеико А. Г., Шагурии И. И.** Микросхемотехника. М.: Радио н связь, 1982.
30. **Справочник** по иитегральиым микросхемам/ Под ред. Б. В. Тарабрина. М.: Радио и связь, 1983.
31. **Юдич М. З.** Аиалоговые сравииваюцие устройства. М.: Машииостроение, 1984.
32. **Бухгольц В. П., Тисевич Э. Г.** Емкостиые преобразователи в системах автоматического коитроля и управлеиия. М.: Энергия, 1972.
33. **Емкостиой** миогокаиальный преобразователь «угол — код»/ В. В. Макаров, В. В. Драгоиер, М. А. Габидулин, В. Р. Матвеевский// Энергетика и электротехиология. Кишииев: КПИ, 1971. Вып. 26. С. 127—130.
34. **Аиалоговые** и цифровые иитегральные микросхемы: Справочиое пособие/ Под ред. С. В. Якубовского. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1984.
35. **Микросхемы** и их применеиие: Справочиое пособие/ В. А. Батушев, В. Н. Вениамииов, В. Г. Ковалев и др. М.: Радио и связь, 1983.
36. **Смирнов П. Т.** Цифровые фазометры. Л.: Энергия. Леииигр. отд-ние, 1974.
37. **Галахова О. П., Колтик Е. Д., Кравчеико С. А.** Осиовы фазометрии. Л.: Энергия. Лениигр. отд-иие, 1976.
38. **Федорков Б. Г., Телец В. А., Дегтяреико В. П.** Микроэлектронные цифро-аиалоговые и аналого-цифровые преобразователи. М.: Радио и связь, 1984.
39. **Домрачев В. Г., Подоляи В. А.** Преобразователи сигнала сельсииа и СКВТ в цифровой код// Приборы и системы управлеиия. 1982. № 8, 10. С. 20—22.
40. **Косиисккй А. В.** Преобразователь перемещеиие — фаза — код с коррекцией погрешиостей// Измерительиая техника. 1978. № 7. С. 31—33.
41. **Глиничеико А. С., Чмых Ч. К.** Цифровые фазометры с оптимальным кваитованием// Автометрия. 1976. № 2. С. 15—18.
42. **Коичаловский В. Ю.** Цифровые измерительиые устройства. М.: Энергоатомиздат, 1985.
43. **Скрипиик Ю. А.** Коммутациоииые цифровые измерительиые приборы. М.: Энергия, 1973.
44. **Буяиов А. С., Никитии А. М., Синицин Н. В.** Высокоточиый цифровой преобразователь угла следящего уравновешиваиия// Приборы и системы управлеиия. 1978. № 11. С. 20—21.
45. **Микропроцессоры** и микропроцессориые системы/ Под ред. В. Б. Смолова. М.: Радио и связь, 1981.
46. **Мирский Г. Я.** Микропроцессоры в измерительиых приборах. М.: Радио и связь, 1984.
47. **Тидекии Р.** Волокониая оптика и ее применение. М.: Мир, 1975.

48. **Баканов М. В., Лыска В. А., Алексеев З. В.** Информационные микромашины следящих и счетно-решающих устройств. М.: Советское радио, 1977.
49. **Синусно-косинусные** вращающиеся трансформаторы в преобразователях «угол — код»/ Л. Н. Преснухин, В. А. Бархоткин, К. К. Недопекин и др.// Электричество. 1979. № 5. С. 52—54.
50. **Сафонов Л. Н.** Фазовращатели с фильтром обратной последовательности// Электричество. 1971. № 5. С. 63—66.
51. **Платонов А. К.** Проблемы разработки микропроцессорных средств для систем управления роботов// Микропроцессорные средства и системы. 1984. № 1. С. 22—27.
52. **Кудряшов Б. А., Смирнов Ю. С., Шишков А. Б.** Амплитудный преобразователь «угол — код» с синусно-косинусным вращающимся трансформатором// Измерительная техника. 1984. № 8. С. 20—21.
53. **Иванов Ю. Д., Логинов А. В., Логинов А. В.** Двухотсчетный преобразователь угол — код ПУФ—ЛН—К2—1516// Измерительная техника. 1984. № 6. С. 13—15.
54. **Домрачев В. Г., Подолян В. А.** Преобразователь сигналов вращающегося трансформатора в код угла последовательного приближения// Измерительная техника. 1984. № 8. С. 18—20.
55. **Ленк Дж.** Электронные схемы: Практическое руководство: Пер. с англ. М.: Мир, 1985.
56. **Хрущев В. В.** Электрические машины систем автоматики: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985.
57. **Робертс Ф.** Об одном способе преобразования угла поворота в цифровую форму// Электроника. 1970. № 7. С. 28—31.
58. **Тригонометрический** преобразователь для навигационных систем// Электроника. 1968. № 3. С. 50—51.
59. **Титце У., Шенк К.** Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. М.: Мир, 1982.
60. **Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П.** Аналого-цифровые преобразователи/ Под ред. Г. Д. Бахтиарова. М.: Советское радио, 1980.
61. **Биндра А.** Повышение точности и разрешающей способности преобразователей информации// Электроника. 1984. № 17. С. 46—55.
62. **Домрачев В. Г., Подолян В. А.** Использование ПЗУ в тригонометрическом цифро-аналоговом перемножителе// Измерительная техника. 1984. № 11. С. 9—10.
63. **Функциональный** преобразователь угол — амплитуда — код/ Б. А. Кудряшов, В. В. Макаров, Ю. С. Смирнов, А. Б. Шишков// Метрология. 1980. № 8. С. 20—26.
64. **Лэнтон С.** Гибридный преобразователь сельсин — код с большими интегральными схемами// Электроника. 1981. № 13. С. 43—48.
65. **Спаффорд В. Р.** Цифро-аналоговые преобразователи в электронных системах// Электроника. 1970. № 22. С. 26—34.
66. **Богданов В. Д., Кудряшов Б. А., Смирнов Ю. С.** Преобразователь угла в код с переменной структурой// Приборы и системы управления. 1985. № 1. С. 21—23.
67. **Микропроцессорные** БИС и микроЭВМ: Построение и применение/ Под ред. Н. А. Васенкова. М.: Советское радио, 1980.
68. **Смирнов Ю. С.** Системы управления сервомеханизмами с шаговыми электродвигателями// Микропроцессорные средства и системы. 1985. № 4. С. 71—77.
69. **Датчики** очувствления роботов/ В. В. Клюев, Ю. А. Кондратьев, А. К. Легкобыт, В. П. Бобылев// Приборы и системы управления. 1983. № 1. С. 15—17.
70. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И.** Применение прецизионных аналоговых микросхем. М.: Радио и связь. 1985.
71. **Богданов В. Д., Смирнов Ю. С.** Следящий цифровой преобразователь угла с повышенной разрешающей способностью// Измерительная техника. 1985. № 12. С. 3—6.
72. **Управляющие** системы промышленных роботов/ Под ред. И. М. Макарова, В. А. Чиганова. М.: Машиностроение, 1984.

73. **Робототехника**/ Под ред. Е. П. Попова. М.: Машиностроение. 1984.
74. **Бессекерский В. А., Попов Е. П.** Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1966.
75. **Питальери М., Бозотти К.** Система автоматического управления на трех интегральных схемах// Электроника. 1984. № 18. С. 43—49.
76. **Кудряшов Б. А., Пащук С. П., Смирнов Ю. С.** Преобразователь «скорость — код» с СКВТ// Измерительная техника. 1984. № 10. С. 9—11.
77. **Келлер Э.** Роботы накануне массового внедрения в промышленность// Электроника. 1983. № 23. С. 35—40.
78. **Бессекерский В. А.** Проблемы развития систем автоматического управления.// Изв. вузов. Приборостроение. 1982. № 11. С. 20—27.
79. **Абдуллаев Н. Т., Измайлова Л. З., Тургиев Э. Л.** Организация работы АЦП в микропроцессорной системе// Приборы и системы управления. 1984. № 10. С. 18—20.
80. **Домрачев В. Г., Подоляи В. А.** Анализ инструментальной погрешности циклического преобразователя сигналов вращающегося трансформатора в код угла// Измерительная техника. 1985. № 8. С. 10—12.
81. **Shmid H.** An electronic desing practical guide for synchro-to-digital converters// Electronic Design. 1970. № 6. P. 178—185; № 7. P. 50—58; № 8. P. 76—79; № 9. P. 72—77; № 10. P. 98—103.
82. **Oshiro G. S.** Generate noise-free tining pulses// Electronic Design. 1972. Vol. 20. № 10. P. 56—58.
83. **Oshiro G. S.** Cut synchro-to-digital conversion costs// Electronic Design. 1972. Vol. 20. № 20. P. 62—67.
84. **Szabados B., diCenzo C. D., Sinha N. K.** Digital measurement of angular velocity// Journal of Physics E: Scientific Instruments. 1973. Vol. 6. P. 549—552.
85. **diCenzo C. D., Szabados B., Sinha N. K.** Digital measurement of angulag velocity for instrumentation and control// IEEE Trans. Ind. Electron and Contr. Instr. 1976. Vol. 23. № 1. P. 83—86.
86. **Arora S.** Synchro-converters for microprocessors// Computer Design. 1982. № 3. P. 183—186.
87. **Boyes G. S.** Sencor, ADC specs set angular — measurement systems performance// EDN. 1985. Vol. 30. № 2. P. 165—172.
88. **Davies E.** Sample and hold the rey to fast A to D conversion// Electr. Engin. 1985. Vol. 57. № 699. P. 67—69.
89. **Space** Navigation Guidance and Control/ J. E. Miller. London: W. and J. Mackay and COLTD, 1967.

ОГЛАВЛЕНИЕ